

C. KURTH

Bandfilter mit elektronisch regelbarer Bandbreite

DK 621.372.54.018.42-523.8

Eine frequenzsymmetrische Bandbreitenregelung ist bei Rundfunkbandfiltern in den meisten Fällen nur mit mehr oder weniger großem baulichem Aufwand möglich. Es wird von beiden Möglichkeiten, der kapazitiven und der magnetischen Kopplungsänderung, Gebrauch gemacht. Im folgenden sollen Schaltungen behandelt werden, bei denen die Bandbreitenregelung durch die Steilheitsänderung einer Elektronenröhre erreicht wird. Sie bewirkt die Änderung des Realteils der Übertragungsfunktion des Bandfilters und ergibt somit eine reelle Verschiebung der normierten Parabel. Im wesentlichen geht die Anordnung auf eine Rückkopplungsschaltung zurück, wobei wahlweise von einer Gegen- oder Mitkopplung Gebrauch gemacht werden kann. Die Wirkung auf die Selektionseigenschaften des Filters ist in beiden Fällen die gleiche, nur die Verstärkung wird einmal herabgesetzt, das andere Mal vergrößert. Für die praktische Anwendung besteht die Möglichkeit, mit der Schaltung eine fern- oder automatisch gesteuerte Bandbreitenregelung durchzuführen, ferner kann man auch bei fester Steilheit oder festem Mitkopplungsgrad die Selektion einer Schaltung erhöhen.

1. Schaltungen in Mit- und Gegenkopplungsaufbau

Zum Erreichen des vorgegebenen Ziels ist natürlich eine Vielzahl von Schaltungen geeignet. Einige davon sollen hier erwähnt und ihre physikalischen Grundlagen diskutiert werden. In Betracht kommt dabei z. B. die Schaltung nach Bild 1. Die Spannung wird am Kreis

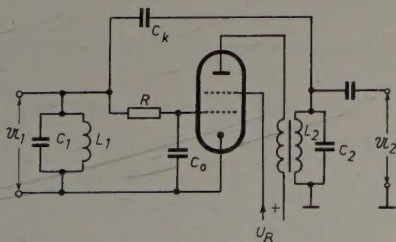


Bild 1. Beispiel eines elektronisch regelbaren Bandfilters

L_1 , C_1 abgegriffen und gelangt über einen um 90° drehenden Spannungsteiler C_0 , R an das Gitter der Röhre. Zum Erreichen einer gewünschten Verstärkung wurde im Anodenkreis eine zusätzliche Wicklung angebracht. Diese Maßnahme ermöglicht auch durch Umpolen von L_2 die wechselweise Ausführung der Rückkopplung über den Koppelkondensator C_k auf den Kreis L_1 , C_1 einmal als Mitkopplung und einmal als Gegenkopplung. Die 90° -Drehung durch C_0 , R ist deshalb

notwendig, weil die Spannung, die durch C_k vom Kreis L_2 , C_2 auf Kreis L_1 , C_1 gelangt, ebenfalls in der Bandmitte um 90° gedreht wird. Ist z. B. Mitkopplung vorhanden, so wird durch Regeln der Spannung U_R in Richtung größer werdender Verstärkung der Röhre die Selektion schärfer und auch die Verstärkung von U_1 auf U_2 höher. Bei Gegenkopplung ist es gerade umgekehrt: mit steigender Verstärkung wird die Selektion schlechter. Letzteres widerspricht sich insofern, als man ja zum Empfang schwacher Sender sowohl eine größere Verstärkung als auch schärfere Selektion haben möchte, um benachbarte stärkere Sender besser unterdrücken zu können. Letzteres ist natürlich auch nur auf Kosten der Bandbreite des empfangenen Senders möglich. Man sieht daraus, daß in diesem Falle (für automatisch geregelte Empfänger) die Anwendung einer Gegenkopplung nicht in Betracht kommt. Es bleibt also nur noch die Anwendung der Mitkopplung übrig. Diese hat aber einen erheblichen Nachteil: die Stabilität bei der Regelung ist sehr gering, da ja immer zur Schwingneigung hin geregelt wird. Bei höheren Frequenzen kann es durch Streuungen zum Schwingen kommen. Um die Gefahr der Instabilität zu vermeiden, müßte man für alle Regelstellungen weit genug unterhalb des Pfeifpunktes bleiben. Bei genauerer Durchrechnung zeigt sich dann aber auch ein sehr geringer Bereich für die Regelbarkeit der Bandbreite.

Eine weitere Möglichkeit bieten die Schaltungen nach Bild 2. Dort liegt die Röhre im Gegenkopplungsweig. $Rö 1$ und $Rö 3$ sind nur zur Veranschaulichung der übrigen Schaltung mitgezeichnet und haben für die Regelschaltung keine Bedeutung. Der Spannungsteiler C_0 , R bewirkt wieder 90° Drehung, da jedes zweikreisige Bandfilter entsprechend dem Vorhandensein von kapazitiver oder induktiver Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis eine Phasendrehung um $\pm 90^\circ$ bei der Bandmittenfrequenz aufweist. In diesem Falle liegt bei der größten Verstärkung der Röhre $Rö 2$ und Gegenkopplung die kleinste Verstärkung von U_1 auf U_2 vor, und dabei hat die Schaltung auch die geringste Selektion. Wird die Verstärkung von $Rö 2$ geringer, so läßt die Gegenkopplung nach, und die Verstärkung steigt, damit aber auch die Selektion. Zu beachten ist, daß mit R_K eine genügend große Vorspannung erzeugt wird, damit sich bei kleiner Regelspannung U_R (entspricht schwachem Sender) eine geringe Verstärkung von $Rö 2$ ergibt. Die Verstärkung von $Rö 2$ wird dann dadurch größer, daß U_R positiv ist und mit steigendem Empfangssignal größer wird (wobei es sich allerdings asymptotisch einem Grenzwert nähert). Auf diesem Wege ist es möglich, bei der aus Stabilitätsgründen wünschenswerten Anwendung der Gegenkopplung bei steigender Verstärkung eine schärfere Selektion oder umgekehrt bei fallender Verstärkung flachere Selektion zu erhalten. Dabei kann man allerdings keine höhere Selektion erreichen, als sie bereits das Filter (bestehend

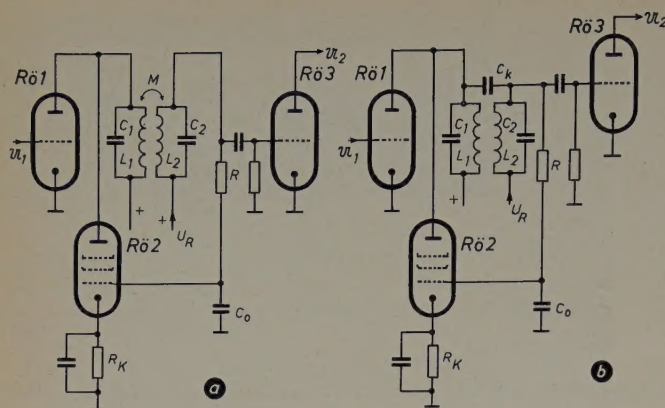


Bild 2. Elektronisch regelbares Bandfilter a) mit magnetischer, b) mit kapazitiver Kopplung

aus C_1, L_1, C_2, L_2 und Kopplungselement) ohne jegliche Rückkopplung von sich aus aufbringt. Man muß also die beiden Kreise möglichst lose koppeln, um eine möglichst spitze Übertragungskurve ohne Gegenkopplung zu erreichen, und man erhält je nach der eingestellten Verstärkung durch die Gegenkopplung eine Verflachung an $Rö 2$. Soll eine Selektion erreicht werden, die erheblich über der mit normalen Schaltelementen erreichbaren liegt, so ist dies nur bei Anwendung von Mitkopplung möglich. Dort wird die Grenze jedoch durch die Erreichbarkeit völliger Stabilität bedingt. (Ohne Rückkopplung wird die Selektion durch die herstellbare und reproduzierbare minimale Kopplung und maximale Güte begrenzt.)

Es sind natürlich noch weitere Schaltungen durch entsprechende Abwandlung der angegebenen Schaltung möglich. Da jedoch die Schaltung nach Bild 2b brauchbar zu sein scheint, soll sie hier theoretisch näher betrachtet werden.

2. Übertragungsfunktion der gegengekoppelten Schaltung

Für die rechnerische Behandlung einer solchen Schaltung sei angenommen, daß das Filter sekundärseitig unbelastet ist, also der Spannungsteiler C_0, R und der Eingangswiderstand der folgenden Röhre hochohmig gegenüber dem Ausgangswiderstand sind. Ferner sei angenommen, daß der Innenwiderstand der Röhre sehr viel größer als der Eingangswiderstand des Filters ist.

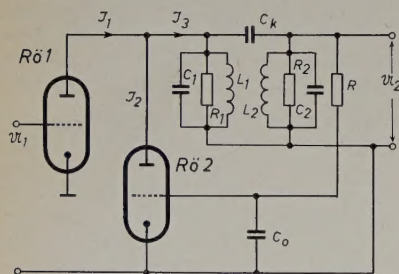


Bild 3. Hochfrequentes Stromlaufbild für ein elektronisch regelbares Bandfilter

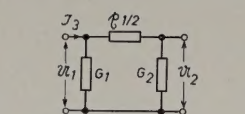


Bild 4. Vierpol in π -Schaltung

Bild 3 zeigt das Schaltbild für Wechselstrom. Da \mathfrak{S}_1 der Gitterwechselspannung von $Rö 1$ proportional ist, genügt es, als Übertragungsfunktion \mathfrak{S}_1/u_2 zu betrachten. Aus dem Schaltbild ist zu erkennen, daß $\mathfrak{S}_3 = \mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}_2$ sein muß. (\mathfrak{S}_2 negatives Vorzeichen, da Gegenkopplung.) Somit erhält man

$$\frac{\mathfrak{S}_1}{u_2} = \frac{\mathfrak{S}_3}{u_2} + \frac{\mathfrak{S}_2}{u_2} \quad (1)$$

Es ist also die gesamte Übertragungsfunktion gleich der Summe aus der Leerlaufübertragung plus dem Übertragungsfaktor im Gegenkopplungsweg. In Analogie zu den Kettenmatrixelementen eines Vierpols sei $\frac{\mathfrak{S}_1}{u_2} = \mathfrak{U}_{21}$ und $\frac{\mathfrak{S}_3}{u_2} = \mathfrak{U}_{21}$ gesetzt, ferner sei $\frac{\mathfrak{S}_2}{u_2} = a$.

Da das Bandfilter als Vierpol in π -Schaltung aufzufassen ist (Bild 4), läßt sich in Abhängigkeit von den Eigenschaften seiner Quer- und Längsglieder $\frac{\mathfrak{S}_3}{u_2} = \mathfrak{U}_{21}$ angeben. Wieder auf Grund von

Beziehungen aus der Vierpoltheorie erhält man

$$\frac{\mathfrak{S}_3}{u_2} = \mathfrak{U}_{21} = G_1 + G_2 + G_1 G_2 r_{1/2}$$

Für G_1 und G_2 sind die Frequenzfunktionen der beiden Parallelkreise einzusetzen und für $r_{1/2}$ je nach Kopplungsart (induktiv oder kapazitiv) $r_{1/2} = \frac{1}{j\omega C_k}$ oder $r_{1/2} = j\omega L_k$. Die Größe a ist das Produkt aus der Steilheit S der Röhre $Rö 2$ und dem Spannungsteilverhältnis β des C_0, R -Gliedes. Damit geht Gl. (1) über in

$$\mathfrak{U}_{21} = \frac{\mathfrak{S}_1}{u_2} = \mathfrak{U}_{21} + a \quad (2a)$$

$$\mathfrak{U}_{21} = G_1 + G_2 + G_1 G_2 r_{1/2} + S \beta \quad (2b)$$

Mit Gl. (2) ist aber auch das Verhältnis zwischen Eingangsstrom \mathfrak{S}_1 und Ausgangsleerlaufspannung u_2 in Abhängigkeit von allen daran beteiligten Schaltelementen bekannt. Man braucht nur noch für die $G_i, r_{1/2}$ und β die entsprechenden Frequenzfunktionen einzusetzen.

Bei einem Parallelschwingkreis gilt für den Leitwert

$$G_i = j\omega C_i + \frac{1}{j\omega L_i} + \frac{1}{R_i} = j\omega C_i \left(\frac{\omega}{\omega_i} - \frac{\omega_i}{\omega} \right) + \frac{1}{R_i}, \quad (3)$$

wobei $\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}$ die Eigenresonanz des Kreises ist. Bezieht man

die Frequenz auf eine in der Nähe der Resonanzfrequenz des Kreises liegende Frequenz ω_m , die hier gleich der mittleren Durchlaßfrequenz des Bandfilters ist, so kann man unter Einführung der anschließend beschriebenen Vereinfachungen mit guter Näherung für Gl. (3) schreiben

$$G_i = v_g \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \left(\frac{1}{v_g q_i} - j \frac{v_i}{v_g} + j \frac{v}{v_g} \right) \quad (4)$$

Dabei ist

$$v = \frac{2(\omega - \omega_m)}{\omega_m} \quad \text{die fortlaufende Verstimung gegen die Bandmitte } \omega_m,$$

$$v_g = \frac{2(\omega_g - \omega_m)}{\omega_m} \quad \text{die relative Bandbreite } (\omega_g \text{ ist die Grenzfrequenz — oben oder unten — des Durchlaßbereiches),}$$

$$v_i = \frac{2(\omega_i - \omega_m)}{\omega_m} \quad \text{die Verstimung des } i\text{-ten Kreises gegen die Bandmitte,}$$

$$\sqrt{\frac{C_i}{L_i}} = \omega_i C_i = \frac{1}{\omega_i L_i} \quad \text{der Kennleitwert des } i\text{-ten Kreises und}$$

$$q_i = \frac{R_i}{\omega_i L_i} \quad \text{die Kreisgüte des } i\text{-ten Kreises.}$$

Gl. (4) gilt nur dann, wenn annähernd $\omega_m \approx \omega_i$ ist, was aber bei Filtern mit einer kleinen Bandbreite gegenüber der mittleren Durchlaßfrequenz ω_m immer zutrifft. Zur weiteren Vereinfachung der Rechnung setzt man

$$A = j \frac{v}{v_g} = j \Omega = \text{imaginärer Frequenzparameter,}$$

$$\epsilon_i = \frac{1}{q_i v_g} = \frac{1}{q_i} \cdot \frac{f_m}{2 \Delta f_g} \quad (\Delta f_g = \text{halbe Bandbreite),}$$

$$\Omega_i = \frac{v_i}{v_g} = \frac{\Delta f_i}{\Delta f_g} \quad (\Delta f_i = \text{Verstimung in Hz des } i\text{-ten Kreises gegen } f_m)$$

$$\text{und } g_{0i} = v_g \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \approx v_g \cdot \omega_m C_i \approx 2 \Delta \omega_g C_i$$

Damit wird der Leitwert des i -ten Kreises endgültig

$$G_i = g_{0i} (\epsilon_i - j \Omega_i + A) \quad (5)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5) in Gl. (2) ergibt sich für die Übertragungsfunktion

$$\mathfrak{U}_{21} = g_{01} (\epsilon_1 - j \Omega_1 + A) + g_{02} (\epsilon_2 - j \Omega_2 + A) + r_{1/2} g_{01} g_{02} (\epsilon_1 - j \Omega_1 + A) (\epsilon_2 - j \Omega_2 + A) + S \beta$$

Für den Kopplungswiderstand $r_{1,2}$ setzt man jetzt bei induktiver Kopplung $r_{1,2} = j\omega L_k$ und bei kapazitiver Kopplung $r_{1,2} = \frac{1}{j\omega C_k}$. Wenn $K = (r_{1,2} g_{02})$ als Kopplungsfaktor bezeichnet wird, erhält man im Durchlaßbereich annähernd (für $\omega \approx \omega_2$)

a) bei kapazitiver Kopplung

$$r_{1,2} g_{02} \approx -j \frac{\omega_2 C_2 v_g}{\omega_2 C_k} = -j \frac{1}{K} = -j \frac{C_2}{C_k} v_g$$

b) bei induktiver Kopplung

$$r_{1,2} g_{02} \approx j \frac{\omega_2 L_k}{\omega_2 L_2} = j \frac{1}{K} = j \frac{L_k}{L_2} v_g \quad (6)$$

Der Kürze wegen sollen anschließend nur Filter in symmetrischer Ausführung behandelt werden. Es wäre natürlich auch möglich, die Betrachtung in allgemeiner Form weiterzuführen, was jedoch eine umfangreichere Berücksichtigung der Bandfiltertheorie notwendig machen würde [1]. Für symmetrische Ausführungen gilt

$$g_{01} = g_{02} = g_0; \quad \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_0; \quad \Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_0$$

Die Kreise haben also gleiche Güte, gleiche Resonanzfrequenzen und gleiche $\sqrt{\frac{L}{C}}$ -Verhältnisse.

Für die induktive Kopplung erhält man somit für die Übertragungsfunktion

$$\mathcal{H}'_{21} = j \frac{g_0}{K} \left(\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{\beta K}{j g_0} S + 2 \varepsilon_0 A + A^2 \right), \quad (7a)$$

wobei als Zusatzbedingung gilt

$$\Omega_0 = -K \quad (7b)$$

Bei kapazitiver Kopplung wird

$$\mathcal{H}'_{21} = -j \frac{g_0}{K} \left(\varepsilon_0^2 + K^2 - \frac{\beta K}{j g_0} S + 2 \varepsilon_0 A + A^2 \right) \quad (8a)$$

und

$$\Omega_0 = K \quad (8b)$$

Daraus ist zu erkennen, daß bei induktiver Kopplung die Kreise unterhalb der Bandmitte und bei kapazitiver Kopplung oberhalb der Bandmitte abgestimmt werden (Ω_0 positiv).

Aus den Gl. (7a) und (8a) ersieht man, daß beides Parabeln in der komplexen Ebene sind. Die eine ist im Scheitelpunkt nach positiv imaginären Werten und die andere nach negativ imaginären Werten verschoben (Bild 5). Eine solche ins Imaginäre verschobene Parabel ergibt immer unsymmetrische Übertragungscharakteristiken. Zur Erlangung von Symmetrie (Scheitel der Parabel entspricht $\Omega = 0$) ist die Parabel so zu verschieben, daß die reelle Achse die Achse der Parabel wird. In diesem Falle ist das aber nur möglich, wenn der

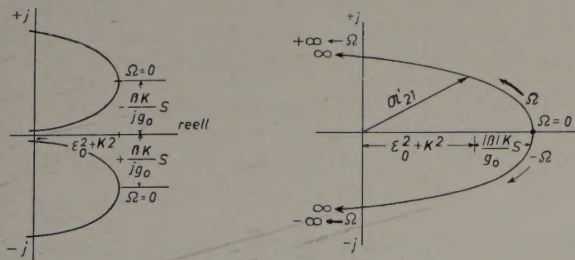


Bild 5 (links). Lage der Parabel der Übertragungsfunktion eines Zweikreisfilters mit imaginärem Regelglied. Bild 6 (rechts). Symmetrisch zur reellen Achse liegende Übertragungsfunktion eines Zweikreisfilters

Faktor β je nach Kopplungsart \pm imaginär und frequenzabhängig wird. Damit liegen die Parabeln beider Kopplungsfälle mit ihrer Achse auf der reellen Achse und man kann durch Ändern der Steilheit S den Scheitelpunkt ($\Omega = 0$) der Parabel in Richtung der reellen Achse verschieben (Bild 6). Damit wird aber eine Selektionsänderung erreicht. Bei Schaltungen mit Gegenkopplung wird dann der Wert auf der reellen Achse (Absolutglied der Übertragungsfunktion) für jede Steilheit S größer als $\varepsilon_0^2 + K^2$ (Bild 7), für Schaltungen in Mitkopplungsausführung immer kleiner als $\varepsilon_0^2 + K^2$ (Bild 8). Für den Fall der

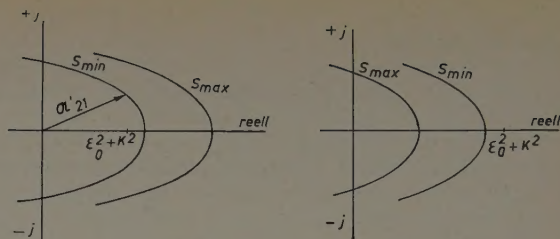


Bild 7 (links). Lage der Parabel der Übertragungsfunktion bei minimaler und maximaler Steilheit bei Gegenkopplung. Bild 8 (rechts). Lage der Parabel der Übertragungsfunktion bei minimaler und maximaler Steilheit bei Mitkopplung

Gegenkopplung muß also die Größe $\pm \frac{\beta K}{j g_0} S$ einen positiv reellen Wert annehmen. Bei kapazitiver Kopplung wird $-\frac{\beta K}{j g_0} S$ positiv reell, wenn β negativ imaginär wird. Dies erreicht man schaltungsmäßig dadurch, daß man den Spannungsteiler $\beta_c = \frac{1}{1 + j R \omega C_0}$ so dimensioniert, daß $R C \omega_m \gg 1$ wird. Wegen der sehr geringen Bandbreite kann man $\omega \approx \omega_m$ setzen. Damit wird also

$$\beta_c \approx \frac{1}{j R \omega_m C_0} \quad \text{sofern } R \omega_m C_0 \gg 1 \quad (9)$$

Bei induktiver Kopplung muß dann C_0 mit R vertauscht und $R' \omega_m C_0' \gg 1$ werden, damit

$$\beta_L \approx j R' \omega_m C_0' \quad (10)$$

wird (positiv imaginär). Bei Filtern mit magnetischer Kopplung läßt sich auch β_c verwenden, nur muß dann, um Gegenkopplung zu erhalten, auf die richtige Polung von L_2 im Bild 2a geachtet werden. Endgültig kann man nun für die Übertragungsfunktion bei Gegenkopplung die folgenden Beziehungen angeben: Für kapazitive oder magnetische Kopplung (Bild 2a oder b)

$$\mathcal{H}'_{21} = -j \frac{g_0}{K} \left(\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{K |\beta_c|}{g_0} S + 2 \varepsilon_0 A + A^2 \right) \quad (11)$$

und für induktive Kopplung (Bild 9)

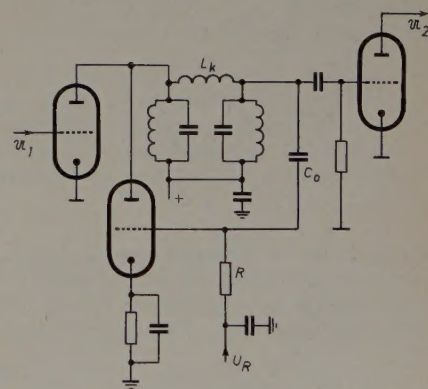


Bild 9. Ersatzbild einer Schaltung mit induktiver Kopplung

$$\mathcal{H}'_{21} = j \frac{g_0}{K} \left(\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{K |\beta_L|}{g_0} S + 2 \varepsilon_0 A + A^2 \right) \quad (12)$$

Die Koeffizienten der Übertragungsfunktion in A lassen sich dabei aus den Wurzeln letzterer bestimmen. Aus der Theorie der Bandfilter ist bekannt, daß sich die Wurzeln der Übertragungsfunktion aus der geforderten Welligkeit berechnen lassen [1]. Bei Tschebyscheff-Verhalten des Durchlaßbereiches ergibt sich auf Grund der Beziehungen für die Wurzeln zweikreisiger Filter

$$\varepsilon_0 = \sin \frac{\pi}{4} \sinh \left[\frac{1}{2} \operatorname{ar} \sinh \frac{1}{\sqrt{e^{2\Delta b} - 1}} \right], \quad (13)$$

und bezeichnet man mit A_0 das frequenzunabhängige Glied, also

$$A_0 = \varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{|\beta| K}{g_0} S,$$

ergibt sich letzteres aus

$$A_0 = \sin^2 \frac{\pi}{4} \sinh^2 \left[\frac{1}{2} \operatorname{ar sinh} \frac{1}{\sqrt{e^{2\Delta b} - 1}} \right] + \cos^2 \frac{\pi}{4} \cosh^2 \left[\frac{1}{2} \operatorname{ar sinh} \frac{1}{\sqrt{e^{2\Delta b} - 1}} \right]$$

und unter Berücksichtigung von $\cosh^2 x - \sinh^2 x = 1$ und $\cos \frac{\pi}{4} = \sin \frac{\pi}{4}$

$$A_0 = 2 \varepsilon_0^2 + \sin^2 \frac{\pi}{4} \quad (14)$$

Somit ist es möglich, bei vorgegebener Welligkeit und größter Bandbreite die Koeffizienten zu berechnen. Dabei muß die maximale Steilheit der Röhre eingestellt sein, und es ist dann auch

$$A_{\max} = A_0 = \varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{|\beta| K}{g_0} S_{\max} \quad (15)$$

Ganz allgemein ist dann die Übertragungskurve

$$|U_{21}| = \pm j \frac{g_0}{K} (A_{\max} x + 2 \varepsilon_0 A + A^2) \quad (16)$$

Dabei ist x ein Verkleinerungsfaktor, der in Abhängigkeit von der Steilheit zwischen $\frac{\varepsilon_0^2 + K^2}{A_0}$ und 1 liegt.

$$x = \frac{\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{|\beta| K}{g_0} S}{A_0} \quad (17)$$

Mit Gl. (16) ist es nunmehr möglich, für alle Frequenzen die Dämpfungskurve des Filters in Abhängigkeit von x aufzuzeichnen. Dies ist im Bild 10 für eine Welligkeit von $\Delta b = 0,15$ N geschehen. Es ist deutlich zu erkennen, wie mit kleiner werdendem x die Übertragungskurve

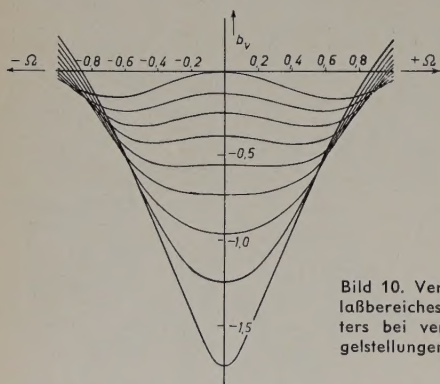


Bild 10. Verlauf des Durchlaßbereiches eines Bandfilters bei verschiedenen Regelleinstellungen ($\Delta b = 0,15$ N)

spitzer wird und die Verstärkung steigt (entspricht auf dem Bild der abnehmenden Dämpfung bei der Bandmitte). Im Bild 10 ist die Verstimmungsdämpfung aufgetragen, die sich aus dem auf die Bandmittenverstärkung bei $x = 1$ bezogenen Betrag von Gl. (16) errechnet.

$$b_v = \frac{1}{2} \ln \frac{(A_{\max} x - \Omega^2)^2 + 4 \varepsilon_0^2 \Omega^2}{A_{\max}^2} \quad (18)$$

Mit der Beziehung $\Im_1 = S_1 U_1$, wobei S_1 die konstante Steilheit von Rö 1 im Bild 3 ist, läßt sich die Verstärkung bei der Bandmitte, also $\Omega = 0$ der Schaltung im Bild 3, noch angeben, und zwar ist

$$\frac{U_2}{U_1(\Omega = 0)} = \frac{S_1 K}{g_0} \cdot \frac{1}{A_{\max} x} = \frac{S_1 K}{g_0} \cdot \frac{1}{\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{|\beta| K}{g_0} S} \quad (19)$$

Daraus ist abermals zu erkennen, daß bei kleiner Steilheit S der Röhre Rö 2 die größte Verstärkung erreicht wird.

3. Abhängigkeit der Bandbreite vom Regelfaktor x

Es ist nun noch wichtig, die Abhängigkeit zwischen der Bandbreite Ω_B und dem Regelfaktor x zu untersuchen. Sie gibt bei der Dimensionierung einer Schaltung Aufschluß über die Bandbreitendynamik. Es soll also ausgerechnet werden, bei welcher Frequenz Ω ein Anstieg der Dämpfung gegenüber der minimalen Dämpfung bei den Höckern

um Δb vorhanden ist. Im Bild 10 ist deutlich zu erkennen, daß sich die Höcker in Abhängigkeit von x verschieben, ja sogar ineinander übergehen und bei kleinen Werten von x nur noch ein Dämpfungsminimum übrigbleibt. Man geht aus von der Beziehung nach Gl. (18)

$$e^{2b_v} = |\Im|^2 = \frac{(A_0 x - \Omega^2)^2 + 4 \varepsilon_0^2 \Omega^2}{A_0^2} \quad (20)$$

Sie hat Minima oder Maxima dort, wo

$$\frac{d|\Im|^2}{d\Omega} = 2(4 \varepsilon_0^2 - 2 x A_0 + 2 \Omega^2) \Omega = 0$$

ist. Also liegen die Höckerfrequenzen bei

$$\Omega_H = \pm \sqrt{x A_0 - 2 \varepsilon_0^2}, \quad (21)$$

und für den Fall, daß $x A_0 > 2 \varepsilon_0^2$, also $x > \frac{2 \varepsilon_0^2}{A_0}$ ist, gehen die

beiden Höcker ineinander über, es gibt dann nur noch bei $\Omega = 0$ ein Dämpfungsminimum (Bild 10). Demnach sind zwei verschiedene Fälle zu unterscheiden. Einmal bezieht man Gl. (20) auf den Wert $e^{2b_{vH}} = |\Im(\Omega_H)|^2$ und das andere Mal auf $e^{2b_v} = |\Im(0)|^2$. Man erhält damit die beiden Ansätze

$$\begin{aligned} \text{a) für } x > \frac{2 \varepsilon_0^2}{A_0} \\ \frac{|\Im|^2}{|\Im(\Omega_H)|^2} = e^{2\Delta b} = \frac{(A_0 x - \Omega_B^2)^2 + 4 \varepsilon_0^2 \Omega_B^2}{4 \varepsilon_0^2 (x A_0 - \varepsilon_0^2)} \end{aligned} \quad (22)$$

und

$$\begin{aligned} \text{b) } x < \frac{2 \varepsilon_0^2}{A_0} \\ \frac{|\Im|^2}{|\Im(0)|^2} = e^{2\Delta b} = \frac{(A_0 x - \Omega_B^2)^2 + 4 \varepsilon_0^2 \Omega_B^2}{x^2 A_0^2} \end{aligned} \quad (23)$$

Löst man die Beziehungen (22) oder (23) nach Ω_B auf, so erhält man die auf $\Omega = 1$ bezogene Bandbreite als Funktion von x ; dabei ist Δb der einzige Parameter, da sowohl ε_0 als auch A_0 nur von Δb abhängig sind. Es gilt also für

$$0 < x < \frac{2 \varepsilon_0^2}{A_0}$$

$$\Omega_B = \sqrt{x A_0 - 2 \varepsilon_0^2} + \sqrt{(e^{2\Delta b} - 1)(x A_0 - \varepsilon_0^2)} \quad (24)$$

und für

$$\frac{2 \varepsilon_0^2}{A_0} < x < 1$$

$$\Omega_B = \sqrt{x A_0 - 2 \varepsilon_0^2} + 2 \varepsilon_0 \sqrt{(e^{2\Delta b} - 1)(x A_0 - \varepsilon_0^2)} \quad (25)$$

Wegen des Umfanges dieser beiden Beziehungen sind sie im Bild 11 für verschiedene Δb -Werte grafisch dargestellt. Es ist somit möglich, für entsprechende x -Werte die zugehörige Bandbreitenverringerng abzulesen. Letztere kann jedoch nicht in beliebigen Grenzen variiert werden, da ja nach Gl. (17) x nie zu Null werden kann. Dasjenige minimale x_{\min} , das eine minimale Steilheit S_{\min} ergibt, wird

$$x_{\min} = \frac{\varepsilon_0^2 + K^2 + \frac{\beta K}{g_0} S_{\min}}{A_0} \quad (26)$$

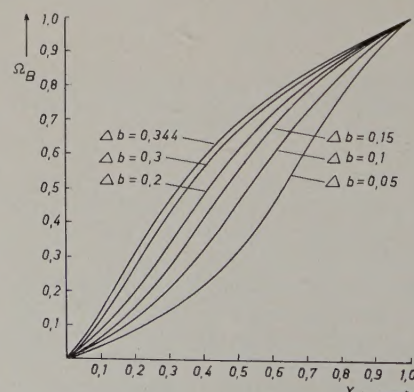


Bild 11. Abhängigkeit der relativen Bandbreite vom Regelfaktor bei verschiedenen Δb

A_0 ist dabei eine Konstante, die sich mit Hilfe der Gl. (13) und (14) aus der vorgegebenen Welligkeit ergibt. ε_0^2 ergibt sich ebenfalls aus der Welligkeit. Somit erkennt man, daß selbst dann, wenn ($S_{\min} \rightarrow 0$) die minimale Steilheit S_{\min} gegen Null geht, x_{\min} immer noch durch die Verlustzahl ε_0 und die Kopplung K begrenzt wird. Man muß an dieser Stelle eine gerade noch technologisch herstellbare Kopplung K einsetzen und darauf mit einem bestimmten A_0 nachrechnen, welche Größe von x_{\min} demzufolge erreichbar ist. Aus Bild 11 läßt sich dann an der Kurve, deren Δb zu dem A_0 gehört, ablesen, wie weit eine Bandbreitenänderung möglich ist (siehe Beispiel).

4. Untersuchung der Stabilität auf Schwingneigung

Aus der Theorie rückgekoppelter Verstärker ist bekannt, daß bei jeder Rückkopplung, ob Mit- oder Gegenkopplung, auf Grund des Frequenzganges (Ortskurve) der Schaltung Schwingneigung auftreten kann. Man ist deshalb immer gezwungen, die Stabilität nachzuprüfen. Bei rückgekoppeltem Verstärker gilt für die gesamte Verstärkung

$$V' = \frac{V}{1 - KV}, \quad (27)$$

wobei V die Verstärkung ohne Rückkopplung und K der Übertragungsfaktor des Rückkopplungszeuges ist. Der Verstärker schwingt dann, wenn $V' = \infty$ wird, also dann, wenn $KV = 1$ wird. Nach den Untersuchungen von Strecker und Nyquist ist der Verstärker nur bedingt stabil, wenn die KV -Ortskurve im komplexen Koordinatensystem den $+1$ -Punkt umschlingt. Da in Gl. (2a) \mathcal{V}'_{21} dem Kehrwert von V' und \mathcal{V}_{21} dem Kehrwert von V in Gl. (27) entspricht, kann man Gl. (2a) in die Form der Gl. (27) bringen. Es gilt

$$\frac{1}{\mathcal{V}'_{21}} = \frac{\mathcal{V}_{21}^{-1}}{1 + \frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}}} \quad (28)$$

Da hier immer Gegenkopplung vorliegen sollte, entspricht α dem K von Gl. (27). Es darf also der Vektor $-\frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}}$ die 1 im komplexen Koordinatensystem nicht umschlingen, und erst recht darf $\mathcal{V}'_{21} = \mathcal{V}_{21} + \alpha$ nicht zu Null werden, da dann regelrecht die Schwingbedingung $KV = 1$ erfüllt wäre.

Es war aber erläutert worden, daß \mathcal{V}'_{21} eine Parabel im Komplexen ist (Bild 7) und bei Gegenkopplung immer mit einer Vergrößerung des Realteiles gearbeitet wird. Somit wird also bei der Regelung \mathcal{V}'_{21} vom Nullpunkt weggeschoben, im Gegensatz zu der Darstellung im Bild 8

bei Mitkopplung. Damit ist es nicht möglich, daß $KV = 1$ oder $\frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}} = 1$ wird. Es ist nun noch zu untersuchen, ob die Ortskurven des Vektors $-\frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}}$ den $+1$ -Punkt umschlingen. Wie bereits gezeigt wurde, ist \mathcal{V}_{21}

ebenfalls eine Parabel im Komplexen (z.B. Bild 6 bei $S = 0$). Der Scheitel dieser Parabel liegt bei $\Omega = 0$ auf der positiv reellen Achse und die Punkte $\Omega = \pm \infty$ im Unendlichen des zweiten und dritten Quadranten. Da in dem Vektor der negative Kehrwert von \mathcal{V}_{21} vorkommt, muß man die Inversion dieser Parabel bilden. Eine solche Inversion ergibt aus einer Parabel die Form einer Kardioiden. Die ∞ -Punkte bei $\Omega = \pm \infty$ werden zu Nullpunkten, und der Scheitelpunkt reicht dichter an den Nullpunkt heran (entsprechend der Bedingung, ob sein Wert $>$ oder < 1 war) und wird zudem noch negativ, da ja $-\frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}}$ als Ortskurve dargestellt werden soll.

Man kommt somit zu einer Ortskurve von der im Bild 12 dargestellten Form. Es ist ersichtlich, daß diese Ortskurve den Punkt $+1$ nicht umschlingt, die Schaltung also stabil ist. Da α im kritischen Frequenzgebiet (Durchlaßbereich des Filters) ein annähernd frequenzunabhängiger reeller Faktor oder nur proportional der geregelten Steilheit S ist, wird also bei der Regelung nur α größer und kleiner und somit die Lage der Ortskurve nicht geändert, nur ihre Beträge werden größer oder kleiner (Bild 13). Aus allem ist zu erkennen, daß eine solche Schaltung immer stabil ist, sofern nicht durch parasitäre Schaltelemente die Gültigkeit der hier diskutierten Beziehungen in Frage gestellt wird.

In vielen Fällen besteht Interesse an dem Erreichen einer größeren Selektion durch mehrkreisige Filter. Deshalb soll an dieser Stelle noch kurz einiges zu der Stabilität eines dreikreisigen rückgekoppelten

Filters gesagt werden. Aus der Theorie der Bandfilter ist bekannt, daß die Übertragungsfunktion eines dreikreisigen Filters eine Parabel dritten Grades in der komplexen Ebene ergibt. Diese hätte etwa die Form nach Bild 14. Der Betrag dieser Funktion erhält dann z.B. den Verlauf nach Bild 15, also mit bis zu drei Höckern. Würde nun bei einer Regelung der Rückkopplung der Realteil dieser Funktion verschoben, so ist aus Bild 14 sofort zu erkennen, daß bei positiver Verschiebung des Realteiles die Punkte $\pm \Omega_R$ in Richtung des Nullpunktes wandern und bei negativer Verschiebung des Realteiles der Punkt $\Omega = 0$ in Richtung des Nullpunktes wandert. Somit ist also jede Regelung, ob in Mittkopplung oder Gegenkopplung ausgeführt, immer eine Regelung, die in Richtung Schwingpunkt regelt. Einmal würde der Punkt $\Omega = 0$ und das andere Mal die Punkte $\pm \Omega_R$ in Schwingneigungsnähe kommen. Betrachtet man noch die Inversion der Kurve,

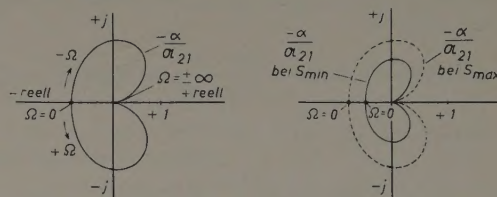


Bild 12 (links). Lage der KV-Ortskurve eines stabilen elektronisch geregelten Zweikreisbandfilters. Bild 13 (rechts). Änderung der KV-Ortskurve durch die Regelung

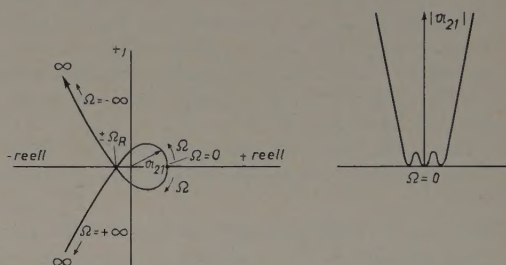


Bild 14 (links). Übertragungsfunktion eines dreikreisigen Bandfilters. Bild 15 (rechts). Betrag der Übertragungsfunktion eines Dreikreisfilters

die ja als Kriterium für die unbedingte Stabilität herangezogen wurde, so ergibt sich, daß die Schaltung bedingt stabil werden kann, da je nach Dimensionierung die Ortskurve $\pm \frac{\alpha}{\mathcal{V}_{21}}$ den $+1$ -Punkt umschlingen kann (Bild 16). Bild 17 zeigt, daß die Schaltung stabil wird, wenn durch die Regelung der Steilheit die Beträge kleiner werden (dies bedeutet nur geringe Bandbreitenregelung). Daraus ist zu erkennen, daß bei einem dreikreisigen Filter mit wirksamer Regelung sowohl bei Mit- als auch bei Gegenkopplung bedingte Stabilität, ja sogar Selbst-

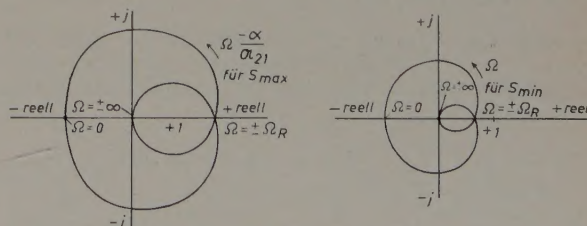


Bild 16. Beispielsweisen Verlauf der KV-Ortskurve für ein dreikreisiges Filter bei maximaler Steilheit. Bild 17. Wie Bild 16, jedoch bei minimaler Steilheit

erregung auftreten kann. Es ist deshalb auch zweckmäßiger, nur zweikreisige Schaltungen in Gegenkopplungsausführung zu verwenden. Soll eine höhere Selektion erreicht werden, so schaltet man mehrere zweikreisige Schaltungen über Röhren in Kette.

5. Beispiel

Im folgenden soll ein Beispiel durchgerechnet werden, an Hand dessen gleichzeitig die Berechnung der Schaltelemente gezeigt werden soll. Man geht davon aus, daß ein Rundfunkbandfilter bei $f_0 = 468$ kHz und einer größten Bandbreite von ± 3 kHz eine Welligkeit von $\Delta b = 0,15$ N haben soll. Die Bandbreite soll durch elektronische Regelung möglichst klein gemacht werden.

Als erstes berechnet man ε_0 nach Gl. (13).

$$\varepsilon_0 = \sin \frac{\pi}{4} \sinh \left[\frac{1}{2} \operatorname{ar} \sinh \frac{1}{\sqrt{e^2 \cdot 0,15 - 1}} \right] \\ = 0,707 \cdot \sinh 0,648 = 0,707 \cdot 0,694 = 0,491$$

Damit und mit Gl. (14) erhält man

$$A_0 = 2 \varepsilon_0^2 + \sin^2 \frac{\pi}{4} = 2 \cdot 0,491^2 + 0,707^2 = 0,982$$

Dies wären die Ausgangswerte. Man ist nun in der Lage, damit die weiteren Größen zu bestimmen. Entscheidend für die Realisierung des Filters sind die technologisch herstellbare Kreisgüte und der herstellbare Kopplungsfaktor. Es sei angenommen, daß eine Kreisgüte von $Q_0 = 380$ noch herstellbar ist. Damit bekommt man die kleinstmögliche Bandbreite zu

$$2 \Delta f_g = \frac{f_0}{\varepsilon_0 Q_0} = \frac{468 \cdot 10^3}{0,491 \cdot 380} = 2,5 \text{ kHz}$$

Somit ergibt sich ein Ω_{\min} von

$$\Omega_{\min} = \frac{2,5 \text{ kHz}}{6 \text{ kHz}} = 0,417$$

Mit diesem Wert geht man in die Kurve von Bild 11 und erhält aus der Kurve für $\Delta b = 0,15 \text{ N}$ ein x_{\min} von 0,42. Mit $\Omega_{\min} = 0,417$ erkennt man aus Bild 10, daß ein Störsender, der bei $\pm 3 \text{ kHz}$ liegt, bei voller Bandbreite noch direkt das Band stört und nunmehr mit etwa 0,9 N gedämpft wird. Wäre es möglich, noch höhere Güten als $Q_0 = 380$ zu realisieren, so könnte die Bandbreite noch schmalere gemacht werden, und der Störer würde noch besser unterdrückt. Praktisch erreicht man jedoch noch bessere Verhältnisse auch ohne Güteerhöhung durch die Kettenschaltung (über Röhren) von zwei oder mehreren geregelten Filtern.

Mit dem Wert $x_{\min} = 0,42$ und Gl. (26) sowie unter der Annahme, daß die Steilheit auf annähernd Null herabgeregt werden kann ($S_{\min} = 0$), ergibt sich der Kopplungsfaktor K zu

$$K = \sqrt{x_{\min} A_0 - \varepsilon_0^2} = \sqrt{0,42 \cdot 0,982 - 0,491^2} = 0,41$$

Man entscheidet sich für die kapazitive Kopplung und erhält mit der Zusatzbedingung Gl. (8b)

$$\Delta f = \Delta f_g Q_0 = \Delta f_g K = 0,41 \cdot \frac{2,5}{2} = + 0,51 \text{ kHz}$$

Das heißt also, die Eigenresonanz der Kreise liegt um 510 Hz oberhalb von 468 kHz.

Um den Einfluß dynamischer Kapazitäten sowie den von parasitären Kapazitäten geringzuhalten, wählt man als Kreiskapazität $C_0 = 200 \text{ pF}$. Damit ergibt sich ein g_0 von

$$g_0 = 2 \Delta f_g \cdot 2 \pi \cdot C_0 = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 2 \pi \cdot 200 \cdot 10^{-12} = 3,14 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Bei vorgegebener maximaler Steilheit ist es möglich, mit Gl. (15) den Faktor β auszurechnen.

$$\beta = \frac{A_0 - \varepsilon_0^2 - K^2}{S_{\max} \cdot K} \quad g_0 = \frac{\varepsilon_0^2 - K^2 + \sin^2 \frac{\pi}{4}}{S_{\max} \cdot K} \quad (29)$$

Sofern $S_{\max} = 3 \text{ mA/V}$ angenommen wird, erhält man

$$\beta = \frac{0,982 - 0,41^2 + 0,707^2}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,41} \cdot 3,14 \cdot 10^{-6} = 1,47 \cdot 10^{-3}$$

und mit der Beziehung Gl. (9)

$$R = \frac{1}{C_0 \omega_m \cdot |\beta|} = \frac{10^6 \cdot 100}{2,30 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-3} \cdot 1,47 \cdot 2 \pi \cdot 4,68 \cdot 10^3} = 1,15 \text{ M}\Omega,$$

wobei wegen der dynamischen Kapazität $C_0 = 230 \text{ pF}$ gewählt wurde.

Als minimale Verstärkung im Bild 3 würde man bei einem $S_1 = 2 \text{ mA/V}$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,41}{3,14 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{0,982} = 266 \text{ fach erreichen.}$$

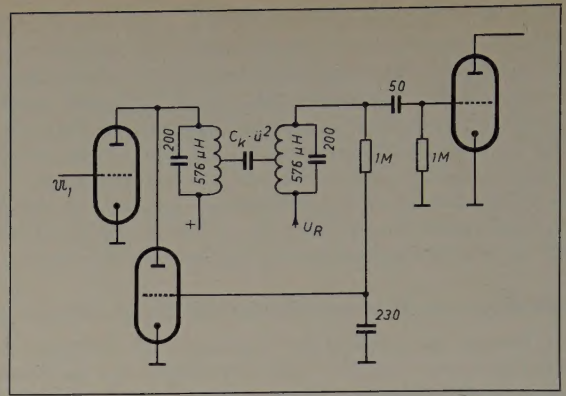


Bild 18. Schaltbild zum Berechnungsbeispiel

Es fehlt nun noch die Koppelkapazität C_k , die sich leicht aus K errechnet. Nach Gl. (6) war

$$C_k = v_g \cdot C_0 \cdot K = \frac{2,5}{468} \cdot 200 \cdot 0,41 \approx 0,436 \text{ pF}$$

Eine solche Koppelkapazität läßt sich schwer definiert herstellen. Deshalb koppelt man besser über eine Spulenzapfung an. Bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:4 ergäbe sich dann z.B. die 16fache Koppelkapazität. Schließlich findet man noch die Kreisinduktivität zu

$$L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 C_0} \approx \frac{1}{\omega_m^2 C_0} = \frac{1000 \cdot 10^{-3}}{4 \pi^2 \cdot 4,68^2 \cdot 10^{10} \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 0,576 \text{ mH}$$

Damit wäre also die endgültige Schaltung die nach Bild 18.

Schrifttum

- [1] • Feldtkeller, R.: Hochfrequenz-Bandfilter. Stuttgart 1953, S. Hirzel
- [2] Kurth, C.: Zur Theorie mehrstufiger Verstärker mit verstimmt Einzelkreisen. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) S. 164

(eingegangen am 25. Januar 1957)

PERSÖNLICHES

Alexander Meißner †

Professor Dr. techn. Dr.-Ing. e. h. A. Meißner, dem während seiner langjährigen leitenden Tätigkeit bei *Telefunken* von 1907 bis 1930 im Jahre 1913 die Erfindung der Rückkopplung gelang, starb am 3. Januar 1958 in Berlin im 75. Lebensjahr. Der am 14. September 1883 in Wien geborene Forscher war nach dem Studium Assistent am Elektrotechnischen Institut in Wien, wo er sich vor allem mit Fragen der Hochfrequenztechnik beschäftigte. Nach seiner Tätigkeit bei *Telefunken* war Meißner bis Kriegsende am Forschungsinstitut der *AEG* tätig. Vielfache Ehrungen sind dem Verstorbenen zuteil geworden. Die TH München verlieh ihm 1922 die Würde eines Ehrendoktors, die TH Wien 1957. Meißner erhielt als erster 1925 die Goldene Medaille der Heinrich-Hertz-Gesellschaft und wurde vier Jahre später durch die Abbe-Medaille und den Abbe-Preis ausgezeichnet. Im gleichen Jahr wählte man ihn als ersten Europäer zum Vizepräsidenten des Institute of Radio Engineers. 1933 erhielt er die Gauss-Gedenkmünze und im Jahre 1957 anlässlich seines 50jährigen Dienstjubiläums das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland. Die Deutschen Physikalischen Gesellschaften ernannten ihn in ihrer vorjährigen Jahresversammlung zum Ehrenmitglied.

Ehrenpromotion Professor Dr.-Ing. Hans E. Hollmann

Die Fakultät für Elektrotechnik der TH Dresden hat Professor Dr.-Ing. Hans E. Hollmann in Anerkennung seiner Verdienste um zahlreiche Entwicklungen auf den verschiedensten Gebieten der Funktechnik und Elektromedizin die Würde eines Dr.-Ing. ehrenhalber verliehen. Hollmann ist durch seine Arbeiten über Ionosphären-Lotung und Peilung von erdnahen Zielen mit Mikrowellen besonders bekannt geworden. Im Internationalen Polarjahr 1932/33 war er wissenschaftlicher Leiter der deutschen Norwegen-Expedition und führte mit den für die Arktis gebauten Echolotanlagen Untersuchungen über die Heaviside-Schicht durch. Als Beirat der *GEMA* setzte er sich besonders für die Einführung des Impulsverfahrens beim Radar ein. Die Ehrenurkunde wurde Professor Hollmann durch Vermittlung der tschechoslowakischen Botschaft in Los Angeles überreicht.

Zum Bremsvorgang bei Magnettongeräten

DK 681.846.7—592

Die physikalischen Grundlagen des Magnettonverfahrens sind heutzutage so weit erarbeitet worden, daß die für den Programmaustausch von Magnettonbändern wichtigen Daten durch Vereinbarungen festgelegt werden konnten.

Aus der Anwendung von Magnettongeräten in der Praxis — insbesondere im Studiodienst — haben sich einige Probleme ergeben, die mit dem Magnettonverfahren unmittelbar nichts zu tun haben, jedoch für die Qualität und Betriebssicherheit eines Gerätes von großer Bedeutung sind. Eines dieser Probleme ist das Bremsen des Bandes, insbesondere bei höheren Bandgeschwindigkeiten, wie sie bei schnellem Vor- oder Zurückspulen erforderlich sind, um einen schnellen und reibungslosen Arbeitsablauf — vor allem beim Schneiden (cutten) — zu gewährleisten.

Gefährdung des Bandes beim Bremsen

Eine nicht richtig funktionierende Bremsvorrichtung kann zu einer Zerstörung des Bandes führen und dabei unter Umständen eine wertvolle Aufnahme unbrauchbar machen. Man kann zwei verschiedene Ursachen feststellen.

1. Während des Bremsens wird der Bandzug zwischen den beiden Wickeln zu hoch. Dabei kann die Elastizitätsgrenze des Bandes überschritten und das Band gedehnt werden. Eine solche Dehnung wird als Gleichlaufstörung hörbar und ist in den meisten Fällen nicht mehr zu reparieren. Bei besonders hohen Bandzugwerten kann das Band auch reißen.
2. Während des Bremsens entsteht zwischen den beiden Wickeln eine Bandlose. Diese Lose kann sich sehr leicht um die Tonrolle oder um andere Rollen in der Bandführung wickeln oder sich unter einen Bandwickel klemmen. Dabei wird das Band meist so stark beschädigt, daß die Aufnahme unbrauchbar ist.

Beide Fälle müssen beim Bremsen unbedingt vermieden werden. Im folgenden soll untersucht werden, welche Forderungen sich daraus für die Bremsvorrichtung ergeben.

Die Mechanik des Bremsvorganges

Der Bandzug läßt sich aus den Bremsmomenten ermitteln. Man denke sich zunächst eine Anordnung, die aus zwei durch ein Band miteinander verbundenen Massen m_1 und m_2 besteht, welche sich mit einer

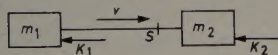


Bild 1. Bremsung zweier mit einem Band verbundener Massen m_1 und m_2

Geschwindigkeit v bewegen (Bild 1). Diese Bewegung soll durch die Kräfte K_1 und K_2 gebremst werden. Der sich dabei ergebende Bandzug P läßt sich auf eine Seite eines gedachten Bandschnittes S , also etwa in Richtung auf m_2 beziehen und setzt sich dann aus der negativen Massenbeschleunigung $m_2 \dot{v}$ und der Kraft K_2 zusammen.

$$P = -m_2 \dot{v} - K_2 \quad (1)$$

Gleichzeitig gilt das Newtonsche Gesetz

$$(m_1 + m_2) \dot{v} = -(K_1 + K_2) \quad (2)$$

oder, in etwas anderer Form,

$$\dot{v} = -\frac{K_1 + K_2}{m_1 + m_2}$$

Wird dieser Ausdruck in Gl. (1) eingesetzt, so erhält man

$$P = \frac{m_2}{m_1 + m_2} \cdot (K_1 + K_2) - K_2 \quad (3)$$

Die gleichen Betrachtungen lassen sich jetzt auf den Bremsvorgang bei Magnettongeräten übertragen, nur daß die Kräfte durch Drehmomente und die Massen durch Trägheitsmomente ersetzt werden

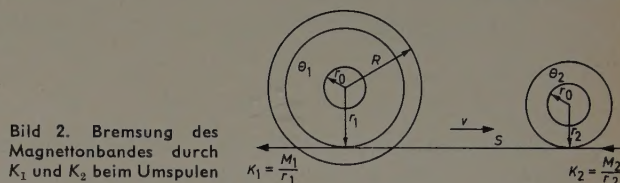


Bild 2. Bremsung des Magnettonbandes durch K_1 und K_2 beim Umspulen

müssen (Bild 2). Da die Bremszeit nur sehr kurz sein soll, können zwei Vereinfachungen gemacht werden.

1. Die Radien r_1 und r_2 der beiden Bandwickel bleiben während des Bremsvorganges konstant.
2. Die sich aus der Änderung der Trägheitsmomente (Massenveränderlichkeit) ergebenden Momentenanteile sind vernachlässigbar klein.

Das Übertragen der oben angestellten Betrachtungen ergibt dann den Zusammenhang

$$P = -\Theta_2 \cdot \ddot{\varphi}_2 - \frac{M_2}{r_2} \quad (4)$$

Hierin bedeuten φ = Drehwinkel, $\dot{\varphi} = \frac{d\varphi}{dt}$, $\ddot{\varphi} = \frac{d^2\varphi}{dt^2}$, Θ = Trägheitsmoment, r = Wickelradius und M = Bremsmoment. Der Index 1 bezieht sich stets auf den Abwickelteller, der Index 2 auf den Aufwickelteller.

Außerdem gelten die einfachen Beziehungen

$$v = r_1 \dot{\varphi}_1 = r_2 \dot{\varphi}_2 \quad \text{und} \quad \dot{v} = r_1 \ddot{\varphi}_1 = r_2 \ddot{\varphi}_2$$

Der letzte Ausdruck, in Gl. (4) eingesetzt, ergibt

$$P = -\Theta_2 \cdot \frac{\dot{v}}{r_2^2} - \frac{M_2}{r_2} \quad (5)$$

Durch Ansetzen des Newtonschen Gesetzes läßt sich wieder \dot{v} eliminieren.

$$\Theta_1 \cdot \frac{\dot{v}}{r_1^2} + \Theta_2 \cdot \frac{\dot{v}}{r_2^2} = -\left(\frac{M_1}{r_1} + \frac{M_2}{r_2}\right) \quad (6)$$

Gl. (6) in Gl. (5) eingesetzt ergibt schließlich

$$P = \frac{\Theta_2}{r_2^2} \cdot \left(\frac{M_1}{r_1} + \frac{M_2}{r_2}\right) - \frac{M_2}{r_2} \quad (7)$$

Diese Funktion stellt den gesuchten Zusammenhang zwischen dem Bandzug und den Bremsmomenten dar. Gl. (6) ist die Differentialgleichung des Bewegungsablaufs beim Bremsen. Beide Funktionen zusammen bieten also die Möglichkeit, den Bremsvorgang vollständig zu beschreiben. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß beide nur solange gelten, wie $P \geq 0$ ist. Denn wenn P negativ wird, stimmen die Umfangsgeschwindigkeiten beider Wickel nicht mehr überein, was aber im Zuge des Entwicklungsganges angenommen wurde.

Bandzug und Bremsmomente

Aus Gl. (7) läßt sich ablesen, daß die Größe des Bandzuges außer von den Bremsmomenten noch von den jeweiligen Trägheitsmomenten der Bandwickel und den Wickelradien abhängt. Das heißt mit anderen Worten: Gleiche Bremsmomente ergeben bei verschiedenen Trägheitsmomenten und Wickelradien ganz verschiedene Werte für den Bandzug. Nun wäre es natürlich denkbar, durch eine Regelung der Brems-

momente in Abhängigkeit von den Wickelradien zu erreichen, daß der Bandzug immer den gleichen Wert hat. Der hierzu notwendige Aufwand steht aber in keinem Verhältnis zu dem, was in der Praxis erforderlich ist. Der Bandzug soll ja nur einen vorgegebenen Maximalwert nicht überschreiten, und es darf keine Bandlose auftreten.

Im folgenden soll untersucht werden, wieweit diese Forderung mit unregelmäßigen Bremsen erfüllt werden kann. Hierzu ist es notwendig, die Trägheitsmomente etwas näher zu betrachten.

$$\theta_1 = \theta_{01} + \frac{\varrho \pi b}{2} \cdot (r_1^4 - r_0^4)$$

$$\theta_2 = \theta_{02} + \frac{\varrho \pi b}{2} \cdot (r_2^4 - r_0^4)$$

($\theta_{01,2}$ = Anfangsträgheitsmoment des Ab- beziehungsweise Aufwickeltellers, ϱ = Dichte des Bandes und b = Breite des Bandes.) Die beiden Radien r_1 und r_2 sind nicht unabhängig voneinander. Der Zusammenhang kann dadurch hergestellt werden, daß die Masse des abgewickelten Bandteiles gleich der des aufgewickelten sein muß. Daraus folgt dann

$$R^2 - r_1^2 = r_2^2 - r_0^2$$

(R = Radius des vollen Bandwickels.) Man erkennt, daß die Größe des Bandzuges von einer recht großen Zahl von Parametern mitbestimmt wird. Das gleiche gilt natürlich auch für die Differentialgleichung (6) und die daraus abgeleiteten Ergebnisse. Es ist deshalb kaum möglich, aus dem allgemeinen Fall für die Praxis brauchbare Ergebnisse zu erhalten. Man muß schon die jeweils vorliegenden Zahlenwerte der Parameter einsetzen, um Gl. (6) und Gl. (7) auswerten zu können. Bei den weiteren Untersuchungen werden deshalb Verhältnisse berücksichtigt, wie sie in der Praxis vorliegen. Das Magnetongerät, auf das sich die Untersuchungen beziehen, hat Wickel mit gleich großen Anfangsträgheitsmomenten. Es ist also

$$\theta_{01} = \theta_{02} = \theta_0 = 28 \text{ [cm g s}^2\text{]}$$

Es wird ein normales 1/4-Zoll-Band verwendet und für den Radius R des vollen Bandwickels der ungünstigste Fall angesetzt, der sich bei der größtmöglichen Bandlänge von 1000 m ergibt. Dann erhält man die Zahlenwerte

$$\begin{aligned} R &= 15 \text{ [cm]} & \varrho &= 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ [g s}^2 \text{ cm}^{-4}\text{]} \\ r_i &= 5 \text{ [cm]} & b &= 0,625 \text{ [cm]} \end{aligned}$$

Wenn jetzt noch die Art der Bremsmomente näher bestimmt wird, lassen sich der maximale Bandzug und sein Verlauf in Abhängigkeit vom Radius r_1 angeben. Es sei zunächst angenommen, daß das Bremsmoment M_2 des Aufwickeltellers während des Bremsvorganges ein konstanter Bruchteil des Bremsmomentes M_1 des Abwickeltellers sei. Es soll also gelten

$$M_1 = M \quad \text{und} \quad M_2 = \frac{1}{n} \cdot M$$

Die numerische Auswertung ist für einige Werte von n im Bild 3 wiedergegeben. Man erkennt hier sofort, daß das Verhältnis 1:1 un-

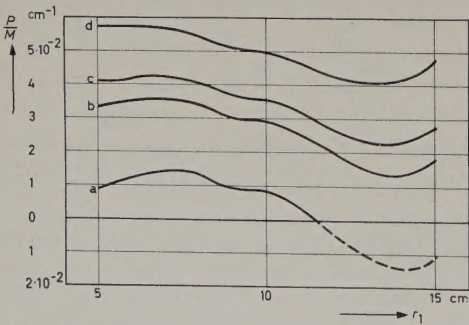


Bild 3. Verlauf des Bandzuges/Momenteneinheit für folgende Momentenverhältnisse: a) $M_1 = M_2 = M$, b) $M_1 = M$, $M_2 = 1/2 M$, c) $M_1 = M$, $M_2 = 1/3 M$, d) $M_1 = M$, $M_2 = 0$

zulässig ist, denn der errechnete Bandzug wird in einem großen Teil des Bandanfanges negativ, in der Praxis entsteht also Bandlose. Doch schon bei einem Verhältnis der Bremsmomente 1:1/2 tritt Bandlose nicht mehr auf. Eine weitere Verkleinerung des Bremsmomentes M_2 hat eine allgemeine Vergrößerung der Bandzugwerte zur Folge.

Auf Grund der soeben gewonnenen Ergebnisse läßt sich also der Schluß ziehen, daß zur Vermeidung von Bandlose unter den gegebenen Voraussetzungen bei unregelmäßigen Bremsen ein bestimmtes Verhältnis von $M_1 : M_2$ nicht unterschritten werden darf. Bei der endgültigen Festlegung dieses Verhältnisses für die Bremsvorrichtung muß berücksichtigt werden, daß in der Bandführung Umlenk- und Leitrollen laufen, die vom Band mitgebremst werden müssen. Diese Einflüsse lassen sich im Ansatz auch erfassen, worauf hier jedoch im Interesse der Übersichtlichkeit verzichtet werden soll. Bemerkt sei nur, daß sie ein größeres Verhältnis erforderlich machen, als sich zur Vermeidung von Bandlose auf Grund der Rechnung ergeben würde.

Die Bremszeiten bei zwei Arten von Bremsmomenten

Im weiteren Verlauf der Darstellung soll der Bremsvorgang für zwei Arten von Bremsmomenten, die praktisch von Bedeutung sind und sich analytisch einfach darstellen lassen, näher untersucht werden. Als erste Art seien die konstanten Bremsmomente betrachtet. Man setzt

$$M_1 = M_{01} \quad \text{und} \quad M_2 = M_{02}$$

Die Integration der Differentialgleichung für diese Momente ist einfach und soll hier übergangen werden. Sie liefert als interessantes Ergebnis die Bremszeit t_B .

$$t_B = v_0 \cdot \frac{\frac{\theta_1}{r_1^2} + \frac{\theta_2}{r_2^2}}{\frac{M_{01}}{r_1} + \frac{M_{02}}{r_2}} \tag{8}$$

Hierin ist v_0 die Bandgeschwindigkeit beim Einsetzen des Bremsvorganges.

Als zweiter Fall sei angenommen, die Bremsmomente setzten sich aus einem konstanten Anteil und einem weiteren zusammen, der proportional der Winkelgeschwindigkeit des jeweiligen Wickels ist. Dieser Anteil könnte beispielsweise durch den Wirbelstromeffekt erzeugt werden; er würde allein zum Bremsen nicht genügen, weil die Bremszeit dann unendlich groß würde. Die beiden Bremsmomente erhalten dann folgende Form:

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{01} + C_1 \dot{\varphi}_1 = M_{01} + C_1 \cdot \frac{v}{r_1} \\ M_2 &= M_{02} + C_2 \dot{\varphi}_2 = M_{02} + C_2 \cdot \frac{v}{r_2} \end{aligned}$$

Mit diesen Bremsmomenten lautet die Differentialgleichung (6)

$$\dot{v} = - \left(\frac{\frac{M_{01}}{r_1} + \frac{M_{02}}{r_2}}{\frac{\theta_1}{r_1^2} + \frac{\theta_2}{r_2^2}} + v \cdot \frac{\frac{C_1}{r_1^2} + \frac{C_2}{r_2^2}}{\frac{\theta_1}{r_1^2} + \frac{\theta_2}{r_2^2}} \right)$$

Die Integration auch dieser Gleichung soll übergangen werden. Als interessantes Ergebnis läßt sich auch hier die Bremszeit angeben.

$$t_B = \frac{\frac{\theta_1}{r_1^2} + \frac{\theta_2}{r_2^2}}{\frac{C_1}{r_1} + \frac{C_2}{r_2}} \cdot \ln \left(1 + v_0 \cdot \frac{\frac{C_1}{r_1^2} + \frac{C_2}{r_2^2}}{\frac{M_{01}}{r_1} + \frac{M_{02}}{r_2}} \right) \tag{9}$$

Wie man aus Gl. (9) erkennt, geht die Bremszeit für kleine Werte des zweiten Summanden im Logarithmus wieder in Gl. (8) über; es wirken dann praktisch nur die konstanten Momente.

Bandzug und Bremszeit im Zusammenhang

Die Bremsmomente, wie sie zur Untersuchung des Bandzuges bis jetzt angenommen wurden, enthalten als Sonderfall auch die konstanten Bremsmomente, für die Gl. (8) die Bremszeit liefert. Gl. (8) kann in ähnlicher Weise numerisch ausgewertet werden, wie es beim Bandzug durchgeführt wurde. Das Ergebnis ist im Bild 4 wiedergegeben. Die in den Kurven der Bilder 3 und 4 zusammengefaßten Ergebnisse geben jetzt die Möglichkeit, zu ermitteln, welche Werte sich mit unregelmäßigen konstanten Bremsmomenten erreichen lassen. Eine solche Auswertung ist in den Bildern 5 und 6 festgehalten, wobei die darin angesetzten Zahlenwerte für die Bremsmomente und die Bandgeschwindigkeit etwa den praktischen Gegebenheiten entsprechen. Bei dem vorliegen-

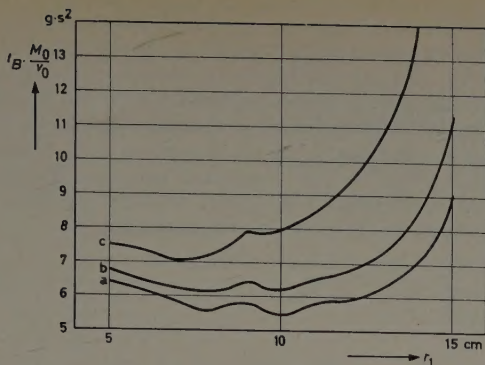


Bild 4. Relativer Verlauf der Bremszeit bei zeitlich konstanten Bremsmomenten. a) $M_1 = M_0$, $M_2 = 1/2 M_0$, b) $M_1 = M_0$, $M_2 = 1/3 M_0$, c) $M_1 = M_0$, $M_2 = 0$. $R = 15$ cm

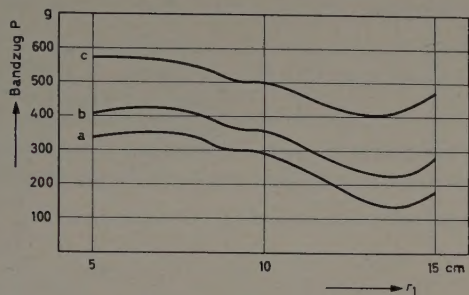


Bild 5. Verlauf des Bandzuges bei konstanten Momenten. a) $M_{01} = 10000$ cm g, $M_{02} = 1/2 M_{01}$, b) $M_{01} = 10000$ cm g, $M_{02} = 1/3 M_{01}$, c) $M_{01} = 10000$ cm g, $M_{02} = 0$

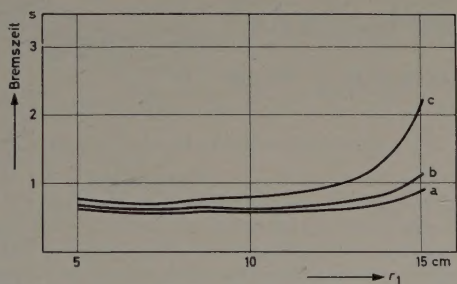


Bild 6. Verlauf der Bremszeiten bei konstanten Momenten. a) $M_{01} = 10000$ cm g, $M_{02} = 1/2 M_{01}$, b) M_{01} wie bei a), $M_{02} = 1/3 M_{01}$, c) M_{01} wie bei a), $M_{02} = 0$. $v_0 = 10$ m/s

den Gerät ist die maximale Bandgeschwindigkeit in der Mitte des Bandes etwas größer, an den Bandenden dagegen etwas kleiner als der hier angesetzte Wert von 10 m/s.

Wie sich aus den Bildern 5 und 6 ablesen läßt, erreicht man mittels konstanter Bremsmomente Werte, die den derzeit bestehenden Forderungen hinsichtlich des Bandzuges und der Bremszeit mehr als genügen. Selbst im ungünstigsten Fall, der durch $M_{02} = 0$ gekennzeichnet ist, entsprechen die Ergebnisse noch vollauf den derzeit gestellten Forderungen, die darin bestehen, daß die Bremszeit $t_B < 3$ s und der maximale Bandzug $P_{\max} < 750$ g sein sollen.

In ganz ähnlicher Weise lassen sich auch die Untersuchungen für die zweite Art der Bremsmomente durchführen, für die in Gl. (9) bereits die Bremszeit ausgerechnet ist. Für den Zusammenhang zwischen den Bremsmomenten und dem Bandzug erhält man dann den Ausdruck

$$P = \frac{\frac{\Theta_2}{r_2^2}}{\frac{\Theta_1}{r_1^2} + \frac{\Theta_2}{r_2^2}} \cdot \left(\frac{M_{01}}{r_1} + \frac{M_{02}}{r_2} \right) - \frac{M_{02}}{r_2} + \frac{\frac{\Theta_2}{r_2^2}}{\frac{\Theta_1}{r_1^2} + \frac{\Theta_2}{r_2^2}} \cdot v \left(\frac{C_1}{r_1^2} + \frac{C_2}{r_2^2} \right) - v \cdot \frac{C_2}{r_2^2} \quad (10)$$

Der gesamte Bandzug setzt sich also aus dem von den konstanten Momenten herrührenden und dem von den Winkelgeschwindigkeiten der beiden Wickel abhängigen Anteil zusammen. Da der erste Anteil sich mit den im Bild 3 enthaltenen Kurven ermitteln läßt, braucht zur Errechnung des gesamten Bandzuges der zweite Anteil nur durch

entsprechende Kurven ergänzt zu werden. Dies ist im Bild 7 durchgeführt.

Aus dem Verlauf der Kurven im Bild 7 ist schon abzulesen, daß diese Art der Bremsung wesentlich ungünstiger ist als die Anwendung konstanter Bremsmomente. Die für einen speziellen Fall durchgerechneten Ergebnisse sind im Bild 8 dargestellt. Ein Vergleich dieser Kurven mit den entsprechenden in den Bildern 5 und 6 zeigt in überzeugender Weise, daß sich bei Anwendung konstanter Bremsmomente wesentlich günstigere Resultate in bezug auf die Bremszeit bei maximal zulässiger Bandbeanspruchung erreichen lassen.

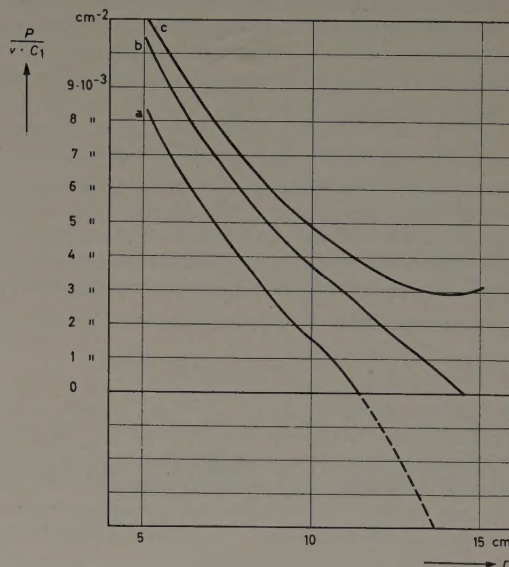


Bild 7. Relativer Verlauf des Bandzuges bei drehzahlproportionalen Momenten. a) $C_2 = C_1$, b) $C_2 = 1/3 C_1$, c) $C_2 = 0$

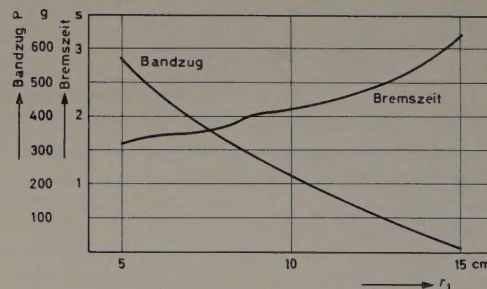


Bild 8. Bandzug und Bremszeit bei konstanten und drehzahlproportionalen Momenten. $M_{01} = 1200$ cm g, $M_{02} = 1/3 M_{01}$, $C_1 = 50$ cm g, $C_2 = 1/3 C_1$, $v_0 = 10$ m/s

Anwendung in der Praxis

Im Zuge der bisherigen Darstellung ist die Frage offengelassen, auf welche Weise die Bremsmomente erzeugt werden. Grundsätzlich gibt es die Möglichkeiten, entweder mechanisch oder elektrisch zu bremsen oder beide Arten zu koppeln.

Am weitesten verbreitet ist die mechanische Bremse, und zwar in der Ausführung als Umschlingungsbremse. Auf der Achse eines jeden Wickeltellers ist eine Bremscheibe befestigt, auf deren Umfang das Bremsband angreift. Diese Bremse hat den Vorteil, daß das Bremsmoment drehrichtungsabhängig ist und sich auf diese Weise sofort ein bestimmtes Verhältnis von $M_1 : M_2$ ergibt. Die Größe dieses Verhältnisses kann durch den Umschlingungswinkel beeinflußt werden. Diese Bremse gehört zu der Gruppe, die ein konstantes Bremsmoment liefert oder, besser gesagt, liefern soll. Denn hier wirken sich die Schwächen der mechanischen Bremse in allen Einzelheiten aus: die Änderung des Reibungswertes mit der Temperatur, mit der Drehzahl, mit der Abnutzung der Reibflächen, der Unterschied zwischen Haft- und Gleitreibung, das Einfallen der Bremse. Alle diese Faktoren beeinflussen unmittelbar den Verlauf des Bremsmomentes während des Bremsvorganges.

Außer dieser Art der Bremsung wird verschiedentlich auch eine gemischte mechanisch-elektrische Bremsung angewandt, wobei das mechanische Bremsmoment wieder von einer Umschlingungsbremse,

das elektrische durch Ausnutzung des Wirbelstromeffektes erzeugt wird. Diese Art der Bremsung ist also ein Beispiel für die zweite Art des Bremsmomentenverlaufs.

Abweichungen von den dort gewonnenen Ergebnissen können dadurch entstehen, daß der Aufbau des Magnetfeldes, durch das die Wirbelstrombildung entstehen soll, zeitlich verzögert wird. Dadurch können etwas günstigere Resultate in bezug auf den Verlauf des maximalen Bandzuges und der Bremszeit erreicht werden, wobei der Gewinn in der Konstanz der Wirbelstrombremse liegt.

Die bisherigen Entwicklungen können einmal dazu benutzt werden, bei vorgegebenen Werten der maximalen Bandgeschwindigkeit, der Bremszeit und des maximalen Bandzuges die Bremsen zu dimensionieren, zum anderen bieten sie die Möglichkeit zu prüfen, wie weit die tatsächlich einwirkenden Bremsmomente den Sollwerten entsprechen. Hierfür soll im folgenden eine Methode angegeben werden. Dabei sei der Fall der konstanten Bremsmomente zu Grunde gelegt, mit den Daten, die schon bei der Ermittlung der Kurven in den Bildern 3 bis 8 verwendet wurden.

Zunächst sei die Bremsvorrichtung näher untersucht, die aus zwei Umschlingungsbremsen besteht, von denen die eine am Abwickelteller, die andere am Aufwickelteller angreift. Ein nicht einwandfreies Funktionieren dieser Bremse kann auf zwei Ursachen zurückgeführt werden.

1. Das Bremsmoment jeder Bremse ist nicht, wie vorgesehen, konstant.
2. Beide Bremsen fallen nicht gleichzeitig ein.

Um den Einfluß der zuletzt genannten Ursache zunächst auszuschließen, wird nur der Abwickelteller gebremst, es ist also $M_2 = 0$. Dann läßt sich auf Grund von Gl. (7) aus dem gemessenen maximalen Bandzug das maximal wirksame Bremsmoment ermitteln. Mit Hilfe der Gl. (8) kann man aus der Messung der Bandgeschwindigkeit und der Bremszeit dasjenige Bremsmoment errechnen, welches eingewirkt hätte, wenn es wirklich konstant gewesen wäre. Wenn das Bremsmoment tatsächlich während des Bremsvorganges konstant geblieben wäre, müßten die so auf verschiedenem Wege ermittelten Werte gleich groß sein.

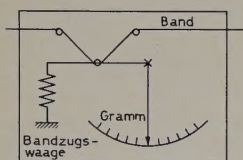


Bild 9. Schematische Darstellung der Bandzugswaage

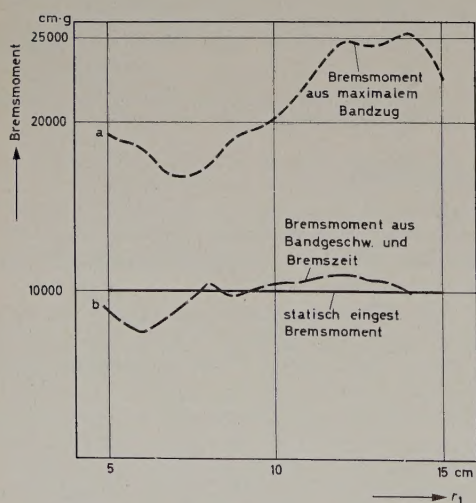


Bild 10. Bremsmomentenverlauf, errechnet aus a) maximalem Bandzug, b) Bandgeschwindigkeit und Bremszeit. Der Abwickelteller wurde mechanisch gebremst

Die Messung der einzelnen Größen (Bandgeschwindigkeit, Bremszeit und Bandzug) bereitet keine besonderen Schwierigkeiten. Zur Messung der beiden ersteren ist nichts zu sagen. Der Bandzug wird mittels einer in die Bandführung eingebauten Bandzugswaage nach Bild 9 gemessen. Diese Waage kann vorgespannt werden, um die Trägheit des Zeigerhebels auszuschalten, so daß sich der Maximalwert des Bandzuges mit recht großer Genauigkeit erfassen läßt. Das Ergebnis

einer in dieser Weise praktisch durchgeführten Messung ist im Bild 10 dargestellt. Wie hieraus zu ersehen ist, weicht das scheinbar konstante Moment, welches sich aus der Bandgeschwindigkeit und der Bremszeit errechnet, nur wenig von dem statisch eingestellten Wert ab. Das maximal wirksame Moment, das sich aus dem maximalen Bandzug ergibt, ist dagegen teilweise mehr als doppelt so groß. Daraus kann man den Schluß ziehen, daß das tatsächlich wirksame Bremsmoment während des Bremsvorganges sehr stark schwankt. Auf die Ursachen hierfür sei an dieser Stelle nicht näher eingegangen.

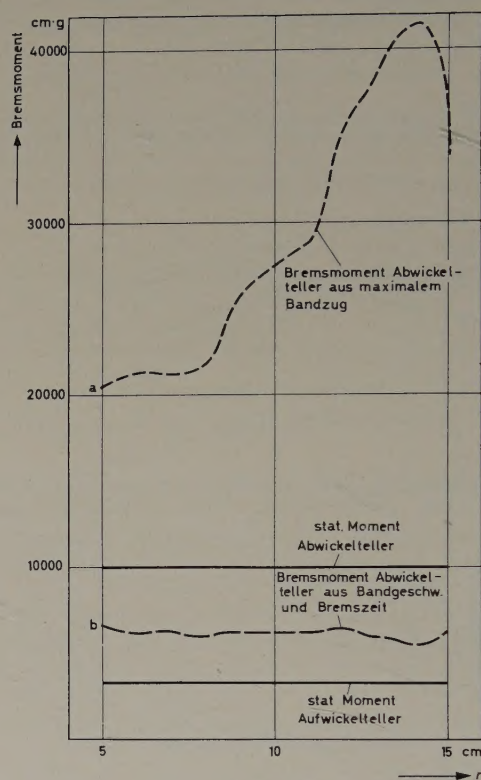


Bild 11. Bremsmomentenverlauf, errechnet aus a) maximalem Bandzug, b) Bandgeschwindigkeit und Bremszeit. Ab- und Aufwickelteller mechanisch gebremst

In ganz ähnlicher Weise kann auch der Einfluß des ungleichzeitigen Einfallens der beiden Bremsen erfaßt werden. Im Bild 11 sind die Ergebnisse aufgetragen, die sich bei einer solchen Messung ergeben haben. Hierzu ist zu bemerken, daß die aus dem maximalen Bandzug errechneten Bremsmomente tatsächlich nicht auftreten, da die Rechnung die Gleichzeitigkeit voraussetzt. Die tatsächlich wirksamen maximalen Momente sind bei der vorhergehenden Messung ermittelt worden. Die Differenz zwischen den Meßwerten der beiden Kurven ist damit ein Maß für die Ungleichzeitigkeit beim Einfallen der beiden Bremsen. Aus dem Verlauf des Bremsmomentes, welches sich aus Bandgeschwindigkeit und Bremszeit ergibt, kann man weiter erkennen, daß auch der Wirkungsgrad durch das ungleichzeitige Einfallen der Bremsen verschlechtert wird.

Diese Auswertung von Messungen an einem Gerät mit Umschlingungsbremsen ist als Musterbeispiel für die Anwendung der Untersuchungen angeführt und läßt die Ursachen für die Mängel der im vorliegenden Fall untersuchten Bremse einwandfrei erkennen. Man darf aus den Resultaten jedoch nicht den voreiligen Schluß ziehen, daß Um-

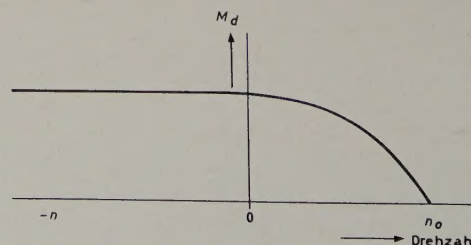


Bild 12. Momentenverlauf eines Asynchronmotors mit Rohrläufer

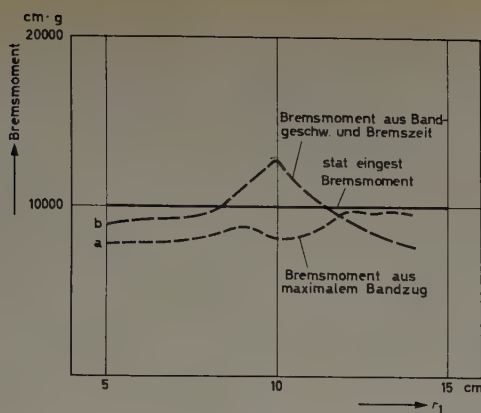


Bild 13. Bremsmomentenverlauf, errechnet aus a) maximalem Bandzug, b) Bandgeschwindigkeit und Bremszeit. Der Abwickelteller wurde elektrisch gebremst

schlingungsbremsen prinzipiell für Magnetongeräte ungeeignet seien. Vielmehr weisen diese Untersuchungen darauf hin, durch welche Faktoren Verbesserungen zu erreichen sind.

Die bisherigen Ergebnisse lassen die Frage aufkommen, wieweit man sich den theoretischen Werten praktisch überhaupt nähern kann. Um

dies zu prüfen, wurde zum Bremsen die Bremswirkung des Abwickelmotors ausgenutzt, das entsteht, wenn dieser Motor, der gegen seine Drehrichtung läuft, seine volle oder eine noch größere Spannung erhält, während der Aufwickelmotor abgeschaltet wird. Wenn es sich bei dem Motor des Abwickeltellers speziell um einen Eisenrohrläufer handelt, so ist dessen Bremsmoment praktisch konstant (Bild 12). Die bei einem solchen Versuch gewonnenen Ergebnisse sind im Bild 13 dargestellt. Wie man daraus ersehen kann, sind die Abweichungen der auf den beiden verschiedenen Wegen gewonnenen Bremsmomente untereinander sehr gering, sie weichen auch sehr wenig von dem statisch eingestellten Wert ab. Wenn man berücksichtigt, daß insbesondere an der Bandzugswaage Reibungen auftreten und sich außerdem eine kleine Umlenkrolle nicht entbehren ließ, darf man dies Ergebnis als gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis werten.

Da die Werte, die sich bei diesem Versuch ergeben haben, um vieles günstiger liegen als bei anderen Bremsen, die bei Magnetongeräten eingesetzt werden, ist es naheliegend, diese Art des Bremsens auch für den praktischen Betrieb einzusetzen. Dabei muß jedoch noch das Problem gelöst werden, daß die Bremsspannung bei Stehen des Bandes oder kurz vorher abgeschaltet wird. Dies kann beispielsweise durch ein drehzahlabhängiges Glied, etwa einen Fliehkraftregler, der auf der Achse einer Rolle in der Bandführung befestigt ist, erreicht werden.

(eingegangen am 20. Februar 1957)

H. DORNHEIM

Eigenschaften und Bemessung elektronischer Schaltelemente im Hinblick auf Lebensdauer und Betriebssicherheit

DK (621.385.38 + 621.314.653).004.6"4.017"

Elektronische Schaltelemente, wie Hochvakuumröhren, Thyratrons und Ignitrons, haben infolge ihrer hervorragenden Eigenschaften (zum Beispiel ideale Steuerbarkeit und Trägheitslosigkeit) ein weites Anwendungsgebiet in Steuer- und Regelanlagen mannigfacher Art gefunden und vermögen Aufgaben zu lösen, die anders gar nicht oder nur mit großem Aufwand zu bewältigen sind. Nachteilig wird insbesondere in Industriebetrieben ihre relativ geringe Robustheit und Lebensdauer sowie ihre Störanfälligkeit empfunden. Bei Beachtung der spezifischen Eigenschaften dieser Schaltglieder sowohl bei der Planung als im Betrieb und bei Durchführung besonderer Maßnahmen hinsichtlich Bemessung und Schaltung können jedoch Lebensdauer und Betriebssicherheit in hohem Maße gesteigert werden. Von diesem Standpunkt aus sollen die Eigenarten von Thyratrons, Ignitrons und anderen Schaltelementen besprochen und Hinweise für ihre Bemessung und Schaltung gegeben werden.

1. Hauptsächliche Störungsquellen in Industrieanlagen

Auf Grund praktischer Erfahrungen gelangte man zu folgender Aufstellung für die häufigsten Ursachen von Störungen in Steuer- und Regelanlagen:

Die weitaus größte Zahl aller Störungen wird durch schlechte Kontakte und Anschlußstellen hervorgerufen.

Geringer ist die Störquote der Bauteile mit beweglichen Kontakten (beispielsweise Relais und Potentiometer).

Es folgen Thyratrons und Ignitrons als Störungsquelle.

In äußerst seltenen Fällen treten Störungen durch Hochvakuumröhren auf.

Durch geeignete Maßnahmen bei der Bemessung, Schaltung und Wartung ist die Lebensdauer elektronischer Bauteile jedoch leicht bedeutend zu verbessern und zugleich ihre Störanfälligkeit stark herabzusetzen. Im folgenden sollen hierzu Hinweise gegeben werden, deren Beachtung mancherlei sonst mit der Verwendung dieser Bauteile (Thyratrons, Ignitrons, Hochvakuumröhren) zuweilen verbundenen Unannehmlichkeiten ausschaltet.

2. Thyratrons

2.1 Betriebsverhalten

Thyratrons sind steuerbare Glühkathodenröhren mit Gasfüllung. Wegen der Gasfüllung hat das Thyratron eine gegenüber der Hochvakuumröhre stark abweichende Wirkungsweise, während der Aufbau beider Röhrentypen fast der gleiche ist. Die Gasfüllung wird mit einem Druck von etwa 10^{-2} Torr in die vorher evakuierte Röhre eingebracht. Eine Gasentladung kann also einsetzen, sobald der von der Glühkathode gelieferte Elektronenstrom einen gewissen Wert erreicht hat. In diesem Moment „zündet“ die Röhre, der Strom springt plötzlich auf einen hohen Wert, der praktisch nur von dem Wert des Außenwiderstandes bestimmt wird. Im Zündmoment setzt eine stoßartige Ionisierung der Gasteilchen ein, der Elektronenstrom wird um ein Vielfaches verstärkt, und gleichzeitig kompensieren die positiven Ionen die negative Raumladung vor der Kathode. Die gasgefüllte Röhre vermag deshalb einen um mehrere Größenordnungen stärkeren Strom zu führen als eine Hochvakuumröhre. Der bei Quecksilberdampfgefüllten Röhren stark temperaturabhängige, im übrigen nahezu belastungsunabhängige Spannungsfall an der gasgefüllten Röhre ist nur etwa 10...20 V.

Auch die Gittersteuerung verläuft anders als bei der Hochvakuumröhre. Man kann beim Thyratron nur den Zündensatz steuern, da nach dem Zünden positive Ionen das Gitter umgeben und abschirmen, so daß es seine Steuerfähigkeit verliert. Die Abschaltung erfolgt bei Wechselstrombetrieb jeweils beim Nulldurchgang der Anodenspannung selbsttätig. Die Zündung eines Thyratrons folgt der Anoden- und Gitterspannung verknüpfenden Zündcharakteristik (Bild 1). Zu jedem Wert der Anodenspannung gehört ein bestimmter Wert der Gitterspannung, bei dem man, aus dem negativen Gitterspannungsbereich kommend, Zündung der Röhre erhält.

Praktisch wird die Lebensdauer einer solchen Röhre nur durch die ihrer Glühkathode begrenzt. Die Kathode trägt eine Emissionsschicht aus Erdalkalioxyden, die eine spezifische Strombelastung von etwa $0,3 \text{ A/cm}^2$ dauernd ohne Schäden verträgt. Diesem Wert entsprechend, sind die zulässigen mittleren Anodenströme in den Kenndatenblättern der Hersteller angegeben. Man kann Oxydkathoden jedoch kurzzeitig mit bedeutend höheren Strömen belasten (Spitzen), muß dann aber

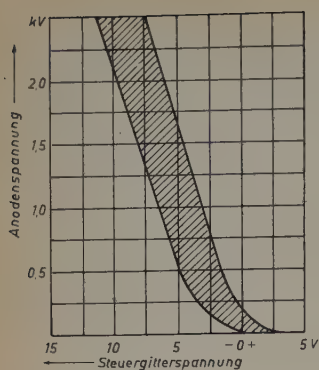


Bild 1. Zündkennlinie eines Thyratrons

Emissionsfähigkeit aufweist. Schließlich sei noch erwähnt, daß durch eine indirekt geheizte Katode Heizleistung eingespart wird, während sie bei direkter Heizung eine kürzere Anheizzeit braucht und damit schneller startbereit ist.

Dauernde Betriebsbereitschaft und Fortfall der Heizung sind die Vorteile von Thyatronröhren mit kalter Katode. Kaltkatodenthyratrons enthalten neben einer besonders präparierten Katode noch eine Hilfselektrode, durch die die Zündung der Hauptanode eingeleitet wird. Legt man an die Hilfselektrode die Zündspannung, so treten Elektronen aus der Katode und bewirken eine Ionisierung der Gasatome. Durch das Bombardement der Katode durch die Ionen werden weitere Elektronen frei, die bei positiver Anodenspannung die Hauptladung herbeiführen. Trotz ständiger Betriebsbereitschaft wird in den Pausen keine elektrische Energie verbraucht (wichtig bei Batterie- speisung), es tritt folglich kein Verschleiß ein, und die Lebensdauer solcher Röhren ist sehr hoch. Sie werden besonders in Relaischaltungen verwendet.

Die schon erwähnte Gasfüllung der Thyratrons besteht aus Quecksilberdampf oder Edelgas, manchmal auch aus beiden. Diese Gase bewirken keine Veränderung der äußerst empfindlichen Oxydkatode. Die Höhe des Gasdrucks ist von Wichtigkeit für die Arbeitsweise des Gasentladungsgefäßes. Der Druck und damit die Dichte der Gasmoleküle müssen so groß sein, daß genügend Ladungsträger durch Stoßionisation erzeugt werden können. Stehen zuwenig Ladungsträger zur Verfügung, so steigt der Brennspannungsfall stark an (Ionenverarmung), und die Katode wird auf Kosten ihrer Lebensdauer überbeansprucht. Andererseits darf der Gas- oder Dampfdruck bestimmte Werte nicht übersteigen, weil sonst die Sperrfestigkeit der Röhre herabgesetzt wird, so daß es zu Spannungsentladungen kommt, die sich der nur auf den Emissionsstrom einwirkenden Gittersteuerung entziehen. Aus diesen Forderungen ergibt sich ein günstigster Gasdruck von 0,01...0,02 Torr. Bei Quecksilberdampf entspricht das einer Dampftemperatur von etwa 60°C. Daher ist bei Thyratrons, die mit einem Quecksilbertropfen beschickt sind, immer eine gewisse Anheizzeit erforderlich, damit sich der für den Betrieb notwendige Dampfdruck einstellt. Schaltet man im kalten Zustand auf Last, so überbeansprucht man die Katode und schadet ihr.

Um bei niedrigen Temperaturen arbeiten und ohne Vorheizzeit auskommen zu können, versieht man Röhren mit Edelgasfüllung. Der Druck dieser Gase ist nur sehr wenig von der Temperatur abhängig, ihre Zündcharakteristik bleibt daher über einen weiten Temperaturbereich konstant. Als Anheizzeit wird nur noch die für das Erreichen der Betriebstemperatur der Katode erforderliche Zeit benötigt. Im Gegensatz zu den Quecksilberrohren können Röhren mit Edelgasfüllung in jeder Lage betrieben werden. Nachteilig ist ihre geringe Sperrspannungsfestigkeit. Sie ist darauf zurückzuführen, daß man einen höheren Gasdruck einfüllen muß, als an und für sich erforderlich wäre. Das ist notwendig, da sich der Edelgasdruck im Laufe der Zeit verringert (Absorption). Für hohe Spannungen verwendet man daher keine Röhren mit Edelgasfüllung.

Einen Kompromiß schließt man, indem man sowohl Quecksilber als auch Edelgas einfüllt. Dann tritt die temperaturunabhängige Edelgasfüllung zuerst in Erscheinung, und bei zunehmender Erwärmung geht die Entladung in eine Quecksilberdampf-Entladung über.

Verschieden ist bei diesen Gasen die Entionisierungszeit, nämlich die Zeit, während der die Ladungsträger nach Beendigung der Entladung

eine Herabsetzung der Lebensdauer in Kauf nehmen. Derartige Spitzenströme können den 10...20fachen Wert des zulässigen mittleren Anodenstromes annehmen. Bei noch höheren Stoßbelastungen treten hohe Spannungsspitzen auf; die Katode gibt dann zwar den hohen Strom her, es kommt aber zu einer Verdampfung von Erdalkalimetall: Die Katode wird überbeansprucht und erleidet Schäden. Thyratrons benötigen eine gewisse Anheizzeit, da die Katode erst bei etwa 900°C ihre volle

aus dem Entladungsraum verschwinden und die Anode wieder voll sperrfähig wird. Wegen dieser Entionisierungszeit können Quecksilberrohren nur bis zu Frequenzen von etwa 150 Hz verwendet werden, während beispielsweise Röhren mit Xenonfüllung noch bei mehr als 400 Hz brauchbar sind.

2.2 Schaltung

Um die Steuerleistung möglichst niedrigzuhalten, wählt man einen möglichst hohen Gitterwiderstand. Seine Größe wird jedoch aus besonderen Gründen begrenzt, und damit erfährt auch die Gittersteuerleistung eine Begrenzung nach unten. Ständig sind nämlich in der Röhre infolge von Höhen-, Licht- oder sonstigen Strahlen und infolge vagabundierender Elektronen „wilde Ladungen“ vorhanden, die über den Gitterwiderstand abgeleitet werden müssen und dabei das wirksame Gitterpotential verändern. Im Interesse der Einhaltung eines engen Steuerbereichs dürfen diese wilden Potentialänderungen ein bestimmtes Maß nicht überschreiten.

Hinzu kommt, daß von der erhitzten Katode Barium verdampft, das sich auf dem Gitter niederschlägt. Dadurch entsteht ein Gitterstrom, der je nach Größe des Gitterwiderstandes einen mehr oder weniger hohen Spannungsfall erzeugt und damit die Steuerfähigkeit des Gitters zunichte macht. Der höchstzulässige Wert des Gitterwiderstandes wird in den Listen der Hersteller angegeben und darf keinesfalls überschritten werden.

2.3 Bemessung

In den Typenblättern findet man Angaben über den maximalen Scheitelwert des Anodenstromes I_{ap} , den maximalen mittleren Anodenstrom I_m und über die Integrationszeit t_a .

Im allgemeinen sind die Katoden der Thyratrons so bemessen, daß sie den maximalen Scheitelwert des Anodenstromes dauernd und ohne eine die Röhre schädigende Erhöhung der Brennspannung abgeben können. Infolge der begrenzten Wärmekapazität und des begrenzten Wärmeabstrahlungs- und Wärmeableitungsvermögens der Anode darf aber über unbegrenzte Zeit nur der maximale mittlere Anodenstrom durch die Röhre fließen. Mit Rücksicht auf die Katode soll auch bei Einhaltung des maximalen mittleren Anodenstromes der maximale Scheitelwert des Anodenstromes nicht überschritten werden.

Für kontinuierlichen Betrieb sind diese Werte meist rechnerisch oder durch Messung festzustellen. Man mißt mit einem Gleichstrominstrument den mittleren Anodenstrom und mit einem Katodenstrahl- oszilloskop den Scheitelwert des Anodenstromes. Der Zusammenhang zwischen beiden Größen ist stark von der Impulsform abhängig und wird von der Belastungsart im Anodenkreis beeinflusst.

Bei intermittierendem Betrieb (Schweißmaschinensteuerung) spielt die Integrationszeit für den Zusammenhang der beiden Größen eine Rolle. Unter Integrationszeit wird die Zeitdauer vom Beginn eines Impulses bis zum Beginn des folgenden verstanden.

Es muß stets $\int_t^{t+t_0} i \cdot dt \leq I_m \cdot t_0$ und $I_x < I_{ap}$ sein (I_x = Impulshöhe).

Ist beispielsweise die Integrationszeit $t_0 = 15$ s, der mittlere Anodenstrom $I_m = 0,5$ A und der Scheitelwert $I_{ap} = 2$ A, dann darf das Produkt $I_m \cdot t_0 = 7,5$ nicht überschritten werden. Es darf also ein Impuls von maximal 2 A nur 3,75 s lang dauern, oder beispielsweise ein Impuls von 5 s Dauer darf höchstens 1,5 A sein.

Die Listenangaben beziehen sich meist auf eine Frequenz ≥ 25 Hz, bei niedrigeren Frequenzen sind die Stromwerte infolge der längeren Dauer der Impulse geringer.

Ganz allgemein ist die Lebensdauer gasgefüllter Röhren stark von der mittleren Strombelastung abhängig. Wenn eine hohe Lebensdauer gefordert wird, ist deshalb die Stromentnahme so klein wie möglich zu halten.

3. Ignitrons

3.1 Betriebsverhalten

Das Ignitron ist ein Quecksilberdampfgleichrichter, dessen Zündung in jeder Periode durch einen Stromstoß von neuem eingeleitet wird. Ein weiterer Unterschied zum dauererregten Quecksilberdampfgleichrichter (Excitron) besteht darin, daß das Gefäß Katodenpotential hat. Die Zündelektrode besteht aus einem Halbleiterstift (Bor- oder Siliziumkarbid), der in das Quecksilber eintaucht, ohne davon benetzt zu werden (Bild 2). An der Grenzlinie zwischen Quecksilber-



Bild 2. Der Ignitronzündstift (Halbleiter) wird beim Eintauchen in das Quecksilber nicht benetzt

oberfläche und Zündstiftmantel besteht ein hoher Spannungsgradient. Bereits bei Feldstärken von wenig über $5 \cdot 10^4$ V/cm entstehen Spitzen an der Quecksilberoberfläche, die bei einem Stromimpuls über den Zündstift explosive Erhitzung und Ionisation bewirken, womit die Zündung eingeleitet ist. Aus dem zündenden Funken entwickelt sich der Quecksilberlichtbogen. Sobald die Anode den Strom übernimmt, geht die Spannung fast augenblicklich auf den Wert der normalen Brennspannung zurück, die bei Ignitrons sehr niedrig liegt (9...17 V).

Bei der Bemessung der Zündkreise muß besonders die Inkonzanz der Widerstände der Halbleiterstifte beachtet werden. Bei typischen Halbleitern wie Borkarbid und Siliziumkarbid nimmt der Widerstand mit steigender Temperatur ab. Die Temperatur erreicht bisweilen so

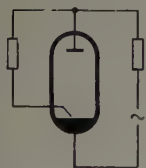


Bild 3. Ignitronschaltung mit Anodenzündung

hohe Werte, daß der Zündstiftwiderstand bis auf ein Zehntel seines ursprünglichen Wertes zurückgeht. Die Zündstifterwärmung hängt nun nicht von der Höhe des Momentanstromes im Zündkreis ab, sondern von seinem Effektivwert, der um so höher ist, je langsamer der Strom auf den Zündwert ansteigt. Diese Zeit kann besonders in der Anoden-Zündschaltung groß werden, weil der Strom relativ lange nutzlos den Zündstift durchfließt, bis die Anodenspannung zur Zündung ausreicht. Das tritt bei hohen Lastwiderständen, also niedrigen Strömen, besonders spät ein. In solchen Schaltungen (Bild 3) darf der zu

steuernde Strom nicht unter einen gewissen Wert sinken, sonst wird die sich einstellende Wärmespannung zu hoch, und der Zündstift zerspringt.

3.2 Schaltung

Man kann die Ignitronschaltungen je nach der Art, wie die Zündung eingeleitet wird, in zwei Gruppen einteilen. Einmal in solche mit der bereits erwähnten Anodenzündung, das heißt, die den Zündanoden zugeführte Spannung ist mit der Anodenspannung gekoppelt, ferner in Schaltungen mit Fremdzündung (Bild 4). Im zweiten Falle wird ein Stromstoß von geeigneter Größe und Dauer durch den Zündstift ge-

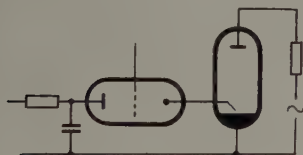


Bild 4. Ignitron mit Fremdzündung (elektronisch gesteuerte Kondensatorzündung)

schießt, der die Röhre zum Zünden bringt. Durch Steuerung dieses Zündstiftstroms läßt sich der Anodenstrom steuern. Wie beim Gleichrichter in Excitron-Bauart können sehr große Ströme gesteuert werden, ohne daß jedoch die Katode geheizt werden muß.

Bei allen Ignitronschaltungen ist eine besondere Eigenschaft des Zündstiftes unbedingt zu berücksichtigen: Zündstifte vertragen es nicht, anschließend an eine Entladung von einem Strom umgekehrter Richtung durchflossen zu werden. Vermutlich kommt es dabei zu einer Stoffabtragung; jedenfalls geht der für die hohe Feldstärkenkonzentration maßgebende Randwinkel verloren; das Quecksilber benetzt dann den Zündstift, und es kommt keine Zündung mehr zustande. Durch ein elektrisches Ventil muß also die negative Spannung vom Zündstift ferngehalten werden. Für diesen Zweck können sowohl Trockengleichrichter als auch Thyratrons verwendet werden, wobei sich mit letzteren der Spannungsimpuls und damit das Ignitron steuern lassen. Auch gleichstromvormagnetisierte Drosseln können benutzt werden. In Deutschland werden Ignitrons hauptsächlich als Schalter oder Schütze für große Ströme eingesetzt (Schweißzeit-schalter). Für Wechselstromverbraucher verwendet man die Antiparallelschaltung (Bild 5).

Die Quecksilberkatode weist den großen Vorteil einer nahezu unbeschränkten Ergiebigkeit und Lebensdauer sowie einer äußerst hohen Überlastbarkeit auf. Selbst kleine Gefäße können ohne Schädigung das Hundertfache ihres zulässigen Dauerstromes schalten. Infolge des

Lichtbogenfalls von 10...20 V ist die Zeit, während der ein Strom von bestimmter Höhe fließen darf, jedoch begrenzt, da die sonst auftretenden Verluste eine unzulässig hohe Erwärmung verursachen würden. Die höchste Erwärmung erfahren Quecksilberkatode, Quecksilberdampf, Anode und Gefäß. Kritisch ist der Quecksilberdampfdruck, der eine bestimmte Höhe nicht überschreiten darf, weil sonst die Sperrfähigkeit des Gefäßes gefährdet ist. Auf die Sperrfähigkeit übt besonders der Raum vor der Anode einen großen Einfluß aus. Je schneller der Dampf aus diesem Raum entfernt wird und je niedriger der Dampfdruck ist, um so günstiger ist dies für die Sperrfähigkeit. Deshalb sollten der Quecksilberdampfdruck relativ niedriggehalten und die Wandungen gut gekühlt werden, damit der Dampf schneller kondensieren kann.

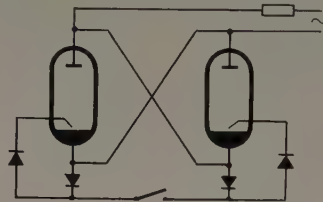


Bild 5. Antiparallelschaltung zweier Ignitrons für Wechselstrom

Die Belastbarkeit der Röhre ist also von den Kühlbedingungen weitgehend abhängig. Man verwendet Wasser- und Luftkühlung, wobei man das Gefäß und in manchen Fällen auch den Dampf abkühlt (Kühlschlangen). Eine weitere thermische Grenze ist durch die der Kühlung schlecht zugängliche Anode gegeben. Ihre Erwärmung darf mit Rücksicht auf Gasabgabe (Vakuumverschlechterung) und Elektronenemission (die eine Rückzündung einleiten könnte) nicht zu hoch werden.

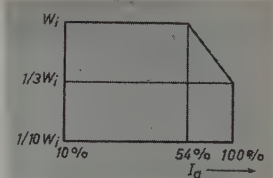
Beim Betrieb mit intermittierender Energiezufuhr dürfen die Unterbrechungen nur so groß sein, daß keine merklichen Temperaturschwankungen eintreten. Man berücksichtigt das durch die Integrationszeit t_0 . Das ist der Zeitwert, über den man zur Mittelwertbildung höchstens integrieren darf.

3.3 Bemessung

Die Ignitronröhren werden an Hand der Leistungsdiagramme ausgewählt. Zwei Röhren in Antiparallelschaltung (Bild 5) führen, bevor sie gezündet werden, keinen Strom und sind deshalb als einpoliger Schalter anzusehen, der durch die Zündstifte der Röhren betätigt wird. Aus diesem Grunde wird für Ignitrons die Leistung in kVA angegeben, die zwei Röhren in dieser Schaltung bei Spannungen von 250...600 V schalten können.

Die Kurven stellen die Leistungsaufnahme als Funktion des mittleren Anodenstromes dar. Dabei wird folgenden physikalischen Verhältnissen Rechnung getragen: Die Gefahr des Auftretens von Rückzündungen nimmt bei gegebener Spannung mit der Höhe des Stromes zu. Das kommt daher, daß die Ladungsträger nach Verlöschen der Anode nicht sofort aus dem Entladungsraum vor der Anode verschwinden können, sondern daß sie eine gewisse Zeit dazu benötigen (Entionisierungszeit). Die negative Anodenspannung setzt unmittelbar nach dem Erlöschen der Anode mit einem Sprung ein, wodurch die Restladungsträger eine auf die Anode gerichtete Beschleunigung erfahren, auf die Anode aufprallen und ihr somit Energie zuführen. Wenn das Produkt von Sprungspannung und Restladungsträgerdichte einen gewissen Wert übersteigt, treten Rückzündungen auf. Die Restladungsträgerdichte ist dem Strom proportional. Der maximal zulässige Strom ist daher umgekehrt proportional der Klemmenspannung, das heißt, das Produkt von Anodenspannung und -strom, also die Leistungsaufnahme, ist eine Konstante für einen gegebenen mittleren Anodenstrom. Diese Verhältnisse werden im Leistungsdiagramm berücksichtigt, das meist in logarithmischem Maßstab ausgeführt ist (Bild 6).

Bild 6. Das Leistungsdiagramm zeigt die Leistungsaufnahme als Funktion des mittleren Anodenstromes



Zwei Röhren in Antiparallelschaltung können, wie durch Versuche festgestellt wurde [2], bei einer maximalen Leistung W_i maximal einen mittleren Strom je Röhre führen, der 54% des mittleren Stromes für Dauerbetrieb ausmachen darf. Wird der mittlere Anodenstrom zu 100% benötigt, so darf die Röhre nur mit einem Drittel der maximalen Leistung beansprucht werden. Zur Bemessung dienen die Formeln

$$I = \frac{W}{U} \quad [A_{\text{eff}}, VA, V] \quad (1)$$

$$I_m = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I \quad [A] \quad (2)$$

(I = Wechselstrom bei gegebener Netzspannung U , W = Schweißleistung und I_m = Mittelwert des Stromes je Röhre.) Außerdem ist noch die Berechnung der Integrationszeit wichtig. Das ist die Zeit, über die der mittlere Anodenstrom integriert wird. Die Temperatur steigt während der Stromführung der Röhre an und nimmt in der stromlosen Pause wieder ab. Bei hohen Netzspannungen ist mit Rücksicht auf den Quecksilberdampfdruck (Gefahr der Rückzündung) nur ein geringer Temperaturanstieg zulässig. Hält man den mittleren Anodenstrom innerhalb der Grenzen der Integrationszeit, die gerade dem speziellen Effektivwert der Netzspannung entspricht, so wird die in der Röhre entwickelte Wärme die Temperatur nicht unzulässig erhöhen.

Die Integrationszeit t_0 ergibt sich für einen mittleren Strom I_m je Röhre mit einer Dauer von $\frac{1}{2}$ s aus

$$t_0 \cdot I_a = \frac{1}{2} \cdot I_m = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot I \quad [s, A] \quad (3)$$

wobei I aus Gl. (1) errechnet werden kann und I_a der zu I_m gehörige maximale mittlere Anodenstrom je Röhre ist. Während der Integrationszeit darf je Röhre ein Strom mit dem Mittelwert I_m in der Zeit

$$t = \frac{I_a}{I_m} \cdot t_0 \quad [s] \quad (4)$$

fließen. Vielfach wird mit der Einschaltzeit ED gearbeitet.

$$ED = \frac{t}{t_0} \cdot 100 = \frac{I_a}{I_m} \cdot 100 \quad [\%] \quad (5)$$

Manche Leistungsdiagramme benutzen die Abhängigkeit $I_{\text{eff}} = f(ED)$. Dabei folgt die Integrationszeit aus

$$t_0 = \frac{100 \cdot t}{ED} \quad [s], \quad (6)$$

wobei ED die maximale Einschaltzeit für die größte Leistungsaufnahme und t die maximale Einschaltzeit bedeuten ([1] S. 76–77). Das bisher Gesagte bezog sich auf Röhren ohne verzögerte Zündung. Bei phasenverzögerter Zündung darf nicht etwa die Einschaltzeit erhöht werden. Die Last soll dabei nur so groß sein, daß die Leistungsaufnahme ohne Phasenverzögerung nicht die durch die Röhrendaten vorgegebene Leistung überschreitet.

4. Allgemeine Gesichtspunkte für Gasentladungsgefäße

Gasentladungsgefäße werden in Gleichrichterschaltungen eingesetzt, wenn bei hohen Leistungen eine gute Spannungs Konstanz verlangt wird. Der niedrige Innenwiderstand hat einen geringen Spannungsfall zur Folge und damit neben einem guten Wirkungsgrad eine geringe Lastabhängigkeit. Es werden Filter mit Drossel eingang verwendet, da bei Verwendung eines Ladekondensators wegen des kleinen Innenwiderstandes ein zu hoher Ladestrom fließen würde, der zur Zerstörung der Glühkatode führen kann. Länger dauernde Überlastungen müssen vermieden werden. Bei gasgefüllten Röhren müssen die folgenden Punkte beachtet werden:

1. Vorheizen. Erst wenn genügend vorgeheizt ist, darf die Belastung zugeschaltet werden.
2. Die Heizspannung ist innerhalb der festgesetzten Toleranzen konstant zu halten.
3. Sicherungen gegen Überstrom und Kurzschlüsse. Bei kleineren Strömen sind in die Anodenleitung geschaltete Schutzwiderstände vorteilhaft. Bei Verbrauchern mit Gegenspannung muß auch sekundärseitig abgeschaltet werden können.
4. Beachtung der zulässigen Sperrspannung der Röhren. Die Anoden-spannung muß immer darunter liegen. Ganz besonders ist dies bei

höheren Temperaturen zu beachten, weil dabei die Sperrfähigkeit sinkt.

Man wählt die Röhren im Hinblick auf Wirtschaftlichkeit und Lebensdauer aus. Belastet man Röhren bis an die Grenzen ihrer Leistungsfähigkeit, so ist ihre Lebensdauer geringer als bei Röhren, die bis 10...20% unter ihrem Maximalwert belastet werden. Reichlich dimensionierte Röhren bieten den Vorteil, trotz höheren Anschaffungspreises einen niedrigeren Röhrenpreis je Stunde zu haben. Werden Röhren in Gleichrichterschaltungen bis an die Grenze ihrer Belastbarkeit beansprucht, so ist eine Schaltung empfehlenswert, bei der eine

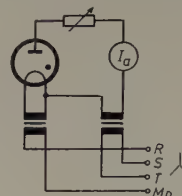


Bild 7. Schaltung mit 90° Phasenverschiebung zwischen der Anode und dem Heizfaden

besonders hohe Katodenlebensdauer zu erwarten ist. Man schont nämlich die Glühkatode bei einer gleichmäßigen Belastung mehr als bei einer ungleichmäßigen. Eine besonders gleichmäßige Belastung erhält man, wenn Anoden- und Heizspannung nicht in Phase, sondern um 90° oder 270° gegeneinander phasenverschoben sind. Die Schaltung nach Bild 7 bewirkt eine Phasenverschiebung von 90°.

5. Hochvakuumröhren

Während früher alle Elektronenröhren hauptsächlich für Rundfunkzwecke bestimmt waren und die für den industriellen Einsatz verlangte Robustheit meist nicht aufwiesen, stehen heute ausgesprochene Langlebensdaueröhren zur Verfügung. Bei der Verwendung von Hochvakuumröhren an Stelle von Thyratrons sind einige Gesichtspunkte zu beachten.

Hochvakuumdioden können nur für niedrige Leistungen verwendet werden. Der entnehmbare Gleichstrom liegt im allgemeinen unter 1 A. Ihr innerer Widerstand und damit der Spannungsfall an ihnen sind groß; schlechter Wirkungsgrad, größere Lastabhängigkeit und mit der Last schwankende Gleichspannung sind die Folgen. Eine Filterung erfolgen; die Wahl hat unter Berücksichtigung von Stromverlauf und Spannungskonstanz zu erfolgen. Kapazitive Filterung verwendet man hauptsächlich in Ein- und Zweiphasenschaltungen für niedrige Leistungen und bei schwankender Last. Je höher die Kapazität des Ladekondensators gewählt wird, um so höher wird die Gleichspannung und um so besser ihre Glättung; es erhöht sich das Verhältnis von mittlerer Gleichspannung zum Effektivwert der sekundären Transformatorspannung. Die Kapazität darf aber nur so hoch gewählt werden, wie mit Rücksicht auf die Emissionsfähigkeit der Katode zulässig ist, da der Ladestrom viel höhere Werte annimmt als der Belastungsstrom. Die zulässige Kondensatorgröße ermittelt man am besten mit Hilfe eines Katodenstrahlzillographen. Die Ladekondensatoren haben Werte von 4...32 µF. Höhere Werte bringen keinen Zuwachs an Gleichspannung mehr.

Das Hauptanwendungsgebiet der Hochvakuumröhren sind die Verstärker. Hier ist es empfehlenswert, mehrere Röhren kleinerer Leistung an Stelle einer starken parallelzuschalten. Man erhält so eine größere Betriebssicherheit. Durch die verminderte Anodenbelastung erhält man eine wesentlich längere Lebensdauer. Auch auf eine genügende Abführung der Verlustwärme muß geachtet werden. In besonderen Fällen schaltet man auch zwei für die volle Leistung bemessene parallel, so daß nach Ausfall der einen die andere die volle Last übernehmen kann. Der Austausch der defekten Röhre kann dann ohne Betriebsunterbrechung vorgenommen werden.

Schrifttum

- [1] • Kretzmann, R.: Handbuch der Industriellen Elektronik. Berlin-Borsigwalde 1954, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn.
- [2] Valvo: Techn. Informationen, Nr. 31
- [3] Rohde, W.: Das Thyatron. AEG-Mitt. Bd. 41 (1951) S. 177–182
- [4] Rohde, W.: Das Ignitron. AEG-Mitt. Bd. 41 (1951) S. 183–189
- [5] Dornheim, H.: Die Beanspruchung von Stromrichtern und Mittel für ihre Herabsetzung. Elektrotechn. u. Maschb. Bd. 74 (1957) (im Druck)

(eingegangen am 6. Mai 1957)

Arbeitsweise eines direktanzeigenden Frequenzmessers für 50 Hz bis 300 kHz

DK 621.317.76

1. Wirkungsweise der direktanzeigenden Frequenzmesser

Die direktanzeigende Frequenzmessung gewinnt zusehends an Bedeutung, besonders für elektronische Meßverfahren, bei denen die Frequenzänderung ein Maß für die Bestimmung einer gewünschten Meßgröße ist. Als Beispiele für solche Verfahren seien nur Leitfähigkeitsmessungen an Elektrolytlösungen in elektrodenlosen Zellen, DK-Messungen, Hochfrequenztitrationen [1] oder die Aufnahme von Dispersionskurven bei Kernresonanzmessungen erwähnt. Sämtliche Verfahren sind frequenzempfindlich. Aus Gründen der Zeitersparnis, der Registrierung und Heranziehung der Anzeige zu Regelzwecken empfiehlt es sich, die Frequenzen direkt ablesbar zu messen. Dies gelingt durch Umwandlung von Frequenzen in Ströme oder Spannungen, die den Frequenzen direkt proportional sind.

Die Kondensatorumlademethode stellt beispielsweise ein Verfahren dar, das dieser Forderung genügt. Wird ein Kondensator gegebener Kapazität periodisch im Takte der zu messenden Frequenz geladen und entladen, so fließt ein Strom

$$i_c = f U_c C, \quad (1)$$

wobei f die zu messende Frequenz, C die Kapazität und U_c die am Kondensator liegende Wechselspannung bedeuten. Soll der Strom i_c zur Frequenzanzeige benutzt werden, so ist Bedingung, daß die am Kondensator liegende Spannung U_c im vorgesehenen Frequenzbereich von der Eingangsspannung unabhängig ist.

In den vergangenen Jahren sind im Schrifttum verschiedentlich direktanzeigende Frequenzmesser beschrieben worden, die auf dem Prinzip der Kondensatorumladung beruhen [2—10]. Diese Geräte haben einen Frequenzbereich, der sich im allgemeinen bis zu 100 kHz erstreckt. Lediglich das Gerät von Reich und Ungvary [3] ist bis zu 200 kHz verwendbar. In neuerer Zeit wurde auch ein Gerät bekannt (Schomandl, München), mit dem Frequenzen bis zu 250 kHz gemessen werden können. Als Nachteile dieser Geräte sind einerseits eine geringe Eingangsempfindlichkeit oder andererseits die unvollständige Unabhängigkeit der Frequenzanzeige von der Eingangsspannung zu nennen.

Der hier beschriebene Frequenzmesser genügt demgegenüber sowohl hinsichtlich des zu erfassenden Frequenzbereiches als auch im Hinblick auf die Eingangsempfindlichkeit und Unabhängigkeit der Anzeige von der Eingangsspannung weitergehenden Ansprüchen.

Da es vielfach vorteilhaft ist, auch die zeitliche Änderung der Frequenz zu messen, enthält der hier beschriebene Frequenzmesser auch eine Differentiatorschaltung.

2. Aufbau des Gerätes

Der allgemeine Aufbau geht aus Bild 1 hervor¹. Am Ausgang des Regelverstärkers entsteht — in weiten Grenzen unabhängig von der Eingangsspannung — eine nahezu konstante Wechselspannung. Sie wird in einem Leistungsverstärker weiter verstärkt und dann mit einem Begrenzer in Rechteckimpulse konstanter Amplitude umgeformt. Zwei Bedingungen werden durch diese Umformung erfüllt:

- 1) die notwendige Konstanz der Ausgangsspannung (die Impulse haben gleiche Form und Amplitude) und
- 2) die Unabhängigkeit der Anzeige vom Klirrfaktor der Eingangsspannung. (Damit wird erreicht, daß in einem Frequenzgemisch nur die Grundfrequenz gemessen wird.)

Die Rechteckimpulse werden auf den Anzeigekreis gegeben, in dem ein der Frequenz proportionaler Strom an einem Anzeigeelement abgelesen oder mittels eines Schreibers registriert werden kann. Eine Ausnutzung zu Regelungs- oder Steuerzwecken ist auch möglich.

Der an den Anzeigekreis anschließende Differentiator ist mit einem Siebglied, einem Gleichspannungsverstärker, einem differenzierenden RC-Glied und einem Röhrenvoltmeter ausgestattet. Die Ausgangsspannung des RC-Gliedes ist der zeitlichen Änderung der vom Frequenzmesser angezeigten Meßgröße direkt proportional.

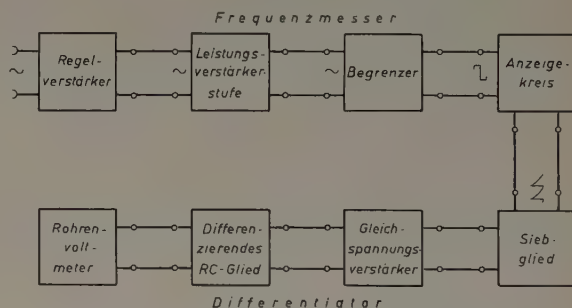


Bild 1. Blockbild des direktanzeigenden Frequenzmessers

2.1 Eingangsverstärker mit Begrenzer

Der Eingangsverstärker ist ein in vier Stufen geregelter Widerstandsverstärker mit einer Leistungs-Endstufe. Große Bandbreite wird in üblicher Weise erreicht [13]. Die Ausgangsspannung des Regelverstärkers ist im gesamten Frequenzbereich etwa 4 V. Wegen der nachfolgenden 25fachen Verstärkung des Leistungsverstärkers steht am Eingang des Begrenzers eine konstante Wechselspannung von 100 V; dabei kann die Eingangsspannung am Regelverstärker zwischen 5 mV und 10 V schwanken.

Der Begrenzer formt durch gitterseitige Übersteuerung die Eingangsspannung beliebiger Form in Rechteckimpulse konstanter Amplitude um. Die starke, weit über die Gitterspannung hinausgehende Übersteuerung ist notwendig, um die „Flankensteilheitsempfindlichkeit“ bei wechselnder Form der Eingangsspannung gering zu halten. Dieselbe Forderung bedingt auch eine konstante Eingangsspannung des Begrenzers. Zur besseren Übersicht über die Funktion des Begrenzers ist seine Prinzipschaltung im Bild 2 wiedergegeben.

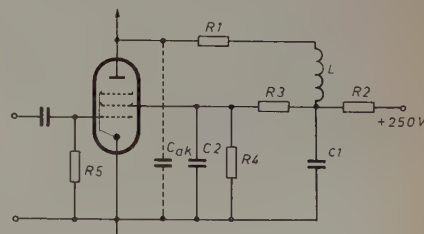


Bild 2. Prinzipschaltung der Begrenzerstufe

Während der negativen Halbwelle ist die Röhre unterhalb der negativen Sperrspannung U_{gs} stromlos, so daß für alle gitterseitigen Spannungen unterhalb U_{gs} die Anodenspannung konstant ist. Während der positiven Halbwelle wird die Ausgangsspannung des Begrenzers durch die I_a - U_g -Kennlinie begrenzt, deren Steigung im Bereich positiver Gitterspannungen Null wird (Bild 3).

Das Abknicken der Kennlinie kommt dadurch zustande, daß mit Anwachsen der Gitterspannung ein mit der Gitterspannung ansteigender Gitterstrom fließt, der am Gitterableitwiderstand R_5 einen Spannungsabfall hervorruft und somit trotz anwachsender Eingangsspannung die Gittersteuerspannung konstanthält. Obwohl die Anodenspannung schon im Bereich negativer Gitterspannungen kleiner wird

¹ Die Grundschriftung des Frequenzmessers wurde bereits im Forschungsber. Nr. 309 des Wirtschafts- und Verkehrsmin. NRW veröffentlicht [11, 12].

als die Schirmgitterspannung, tritt keine Stromübernahme durch das Schirmgitter ein. Anodenstrom und Schirmgitterstrom bleiben im Bereich positiver Gitterspannungen konstant. Im Bild 3 sind die mit der im Bild 2 dargestellten Begrenzerschaltung ausgeführten statischen Messungen wiedergegeben. Im dynamischen Fall, also bei wechselnder Gitterspannung, ist die Schirmgitterspannung über den

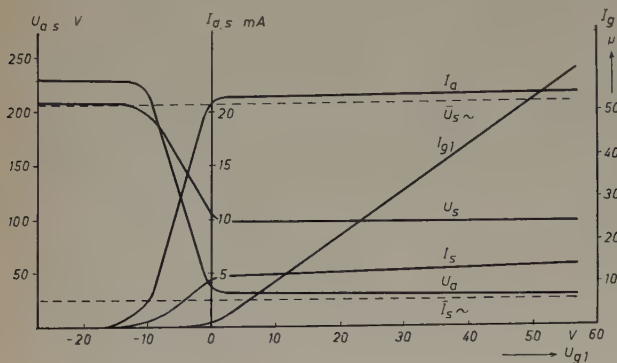


Bild 3. Statische Kennlinien der Begrenzerschaltung

Spannungsteiler R_3 , R_4 in Verbindung mit den Kondensatoren C_1 und C_2 stabilisiert. Die Zeitkonstanten für die Aufladung der Kondensatoren

$$\tau_{A1} = C_2 (R_2 + R_3) \quad \text{und} \quad \tau_{A2} = C_1 R_2 \quad (2)$$

sind kleiner als die Zeitkonstanten der Entladung

$$\tau_{E1} = C_2 \cdot \frac{R_4 R_{is}}{R_4 + R_{is}} \quad \text{und} \quad \tau_{E2} = C_2 \cdot \frac{(R_1 + R_{ia}) \left(R_3 + \frac{R_4 R_{is}}{R_4 + R_{is}} \right)}{R_1 + R_3 + R_{ia} + \frac{R_4 R_{is}}{R_4 + R_{is}}}, \quad (3)$$

wobei R_{is} den Innenwiderstand der Schirmgitter-Katodenstrecke und R_{ia} den Innenwiderstand der Katoden-Anodenstrecke bedeuten. Diese Zeitkonstanten müssen aber in jedem Falle viel größer sein als die halbe Schwingungsdauer der angelegten Frequenz. Nur dann bleibt die Schirmgitterspannung U_s auf einem annähernd konstanten Wert, dessen zeitliches Mittel nur wenig unter dem statischen Wert bei negativer Gitterspannung liegt²⁾.

Der zeitliche Mittelwert I_s des Schirmgitterstromes ist etwa gleich dem zeitlichen Mittelwert des Aufladestromes \bar{I}_{ca} und annähernd gleich der Hälfte des statischen Schirmgitterstromes I_s bei positiven Steuergitterspannungen. Im Bild 3 sind $\bar{U}_{s\sim}$ und $\bar{I}_{s\sim}$ für den dynamischen Fall gestrichelt eingezeichnet.

Für die Dauer der negativen Halbwelle am Gitter erhält man mit den Bezeichnungen nach Bild 2 für die Anodenspannung U_{a-}

$$U_{a-} = \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3 + R_4} \cdot (U_B - \bar{I}_s R_2), \quad (4)$$

während für die positive Halbwelle folgt

$$U_{a+} = \frac{U_B (R_3 + R_4) + \bar{I}_s R_2 R_3 - I_a [R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_2 (R_3 + R_4)]}{R_2 + R_3 + R_4} \quad (5)$$

Hieraus errechnet sich der Effektivwert der Anodenwechselspannung des Begrenzers (also der Effektivwert des Rechteckimpulses).

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{a-} - U_{a+}}{2} = \frac{I_a [R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_2 (R_3 + R_4)] - I_s (2 R_3 + R_4) R_2}{2 (R_2 + R_3 + R_4)} \quad (6)$$

²⁾ Denn da $\tau_A < \tau_E$ ist, wird die Ladung der Kondensatoren durch einen Einschaltvorgang bis zu einem Höchstwert aufgestockt, der der maximalen Schirmgitterspannung entspricht. Der darauf folgende stationäre Zustand ist dadurch gekennzeichnet, daß die während der gitterseitigen positiven Halbwelle erfolgte Entladung bei nachfolgender negativer Halbwelle voll kompensiert wird.

Dieser Effektivwert gilt unter der Voraussetzung, daß die Dauer des positiven und die des negativen Impulses gleich sind. Diese Voraussetzung ist allerdings nur bedingt erfüllt; sie läßt sich nur bei sehr hoher Übersteuerung des Begrenzers verwirklichen, da die obere und die untere Begrenzung der Eingangsspannung nicht symmetrisch zum Nulldurchgang, sondern bereits im Bereich der negativen Halbwelle erfolgen. Bei einer Eingangsspannung mit unendlich großer Flankensteilheit ergibt sich, daß der negative Anteil des Rechteckimpulses länger als der positive am Anodenwiderstand wirksam ist. Diese Unsymmetrie verändert sich im allgemeinen mit der Amplitude der Eingangsspannung, wodurch die Frequenzanzeige in zweierlei Hinsicht beeinflußt wird.

1) Die Schirmgitterkondensatoren C_1 und C_2 können so stark entladen werden, daß die Wiederaufladung keine Kompensation mehr darstellt. Dann weicht das Schirmgitterpotential $\bar{U}_{s\sim}$ von dem im Bild 3 angegebenen Potential ab, und es ändert sich die Scheitelspannung der Rechteckimpulse.

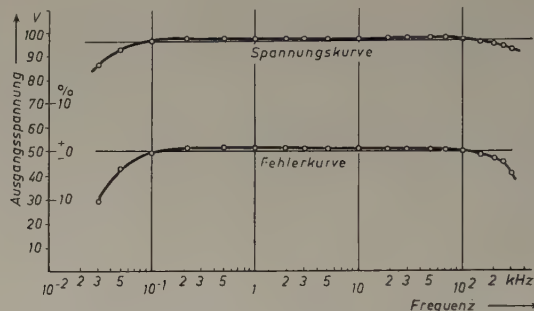


Bild 4. Ausgangsspannung des Begrenzers in Abhängigkeit von der Frequenz

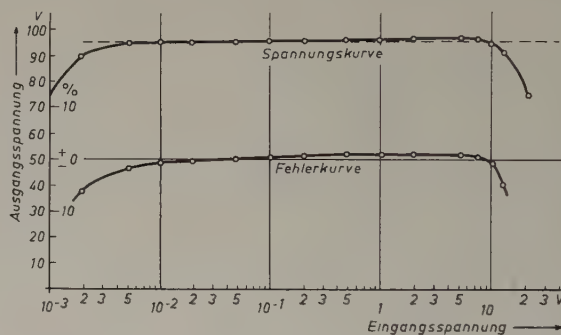


Bild 5. Ausgangsspannung des Begrenzers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung des Regelverstärkers

2) Solange die Impulsdauer groß ist gegenüber der Umladezeit der Meßkondensatoren $C_3 \dots C_8$ (Bild 6), bleibt die Unsymmetrie ohne Einfluß. Ist diese Bedingung aber — beispielsweise an der oberen Grenze der einzelnen Meßbereiche — nicht mehr erfüllt, so entladen sich die Kondensatoren unvollständig, und der das Meßinstrument durchfließende Strom hat keinen linearen Zusammenhang mit der Frequenz mehr.

Es genügt also nicht, Rechteckimpulse konstanten Effektivwertes durch Amplitudenbegrenzung zu erzeugen, sondern die Eingangsspannung muß, wenn die Linearität der Anzeige über einen weiten Bereich gewährleistet sein soll, ebenfalls konstant sein.

Bei hohen Frequenzen wird die Rechteckform des Impulses außerdem durch die Röhrenkapazität C_{ak} verzerrt, die bei jedem Impuls umgeladen werden muß. Die Aufladung erfolgt mit der Zeitkonstante

$$\tau_A = C_{ak} (R_1 + R_2)$$

die Entladung mit

$$\tau_E = R_i C_{ak}$$

Je kleiner also die Kapazität C_{ak} und der Innenwiderstand R_i der Röhre sind, desto geringer wird die Verzerrung der Impulse bei hohen Frequenzen sein. Eine Erweiterung des Frequenzbereiches erhält man dadurch, daß man die Kapazität C_{ak} durch die Induktivität L zu einem Parallelschwingkreis erweitert. Ist L so ausgelegt, daß die Resonanz des Kreises bei 200 kHz liegt, dann behalten die Impulse ihre einwandfreie Rechteckform auch bis zu 250 kHz.

Die Spannung am Ausgang des Begrenzers ist im Bild 4 über der Frequenz und im Bild 5 über der Eingangsspannung aufgetragen. Die Abweichungen an den Grenzen sind $< 5\%$ und im Mittel über den gesamten Meßbereich $< 2\%$.

2.2 Anzeigekreis

Das Prinzipschaltbild ist im Bild 6 gesondert dargestellt. Die Kondensatoren $C3 \dots C8$ werden durch die vom Begrenzer gelieferte rechteckförmige Wechselspannung im Takte der angelegten Frequenz umgeladen. Die Aufladung erfolgt über den Gleichrichter $G1$, die Entladung über den Gleichrichter $G2$. Während der Dauer des positiven Impulses werden die Kondensatoren bis zur Spannung $U_{c+} = U_{\max} - U_v$ aufgeladen. Hierbei ist U_{\max} die positive Amplitude des Rechteckimpulses und U_v die katodenseitige positive Vorspannung des Gleichrichters $G1$. Die Vorspannung wird am variablen Spannungsteiler $R6, R7$ abgegriffen. Während der Dauer des negativen Impulses werden die Kondensatoren bis zu einer Spannung $U_{c-} = U_{\min}$ umgeladen, wobei U_{\min} die negative Amplitude des Rechteckimpulses ist. Die gesamte Spannungsänderung ist somit

$$U_{c+} - U_{c-} = U_{\max} + U_{\min} - U_v, \quad (7)$$

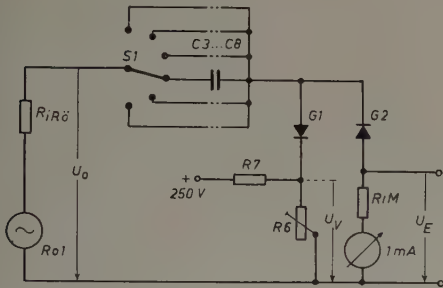


Bild 6. Prinzipschaltbild des Anzeigekreises mit $C3 \dots C8$

und der durch das Meßinstrument fließende Strom folgt nun aus Gl. (1) und Gl. (7) zu

$$i_c = f C (2 U_0 - U_v), \quad (8)$$

da $U_{\max} = U_{\min} = U_0$ ist.

Durch den regelbaren Widerstand $R6$ läßt sich U_v variieren, so daß die Meßbereiche eingeeicht werden können. Die angegebene Linearität zwischen der Frequenz und dem angezeigten Strom gilt nur so lange, wie die Kondensatoren $C3 \dots C8$ vollständig umgeladen werden. Damit die Umladung bis auf weniger als 1% gewährleistet ist, muß die Impulsdauer größer als die 5fache Zeitkonstante $\tau = RC$ sein, und für die obere Frequenzgrenze gilt allgemein

$$f_{\max} = (10 \cdot RC)^{-1} \quad (9)$$

Sollen also durch Umladung eines Kondensators gegebener Kapazität möglichst hohe Frequenzen gemessen werden, so muß der Widerstand des Anzeigekreises möglichst klein gehalten werden. Dies erfordert die Wahl einer Begrenzeröhre und eines Anzeigeelementes mit jeweils geringem Innenwiderstand.

Mit dem Schalter $S1$ werden die gewünschten Meßbereiche eingestellt. Die Kondensatoren sind so ausgewählt, daß sich folgende Frequenzbereiche messen lassen: 0...1 kHz, 0...3 kHz, 0...10 kHz, 0...30 kHz, 0...100 kHz, 0...300 kHz. Die Frequenz kann in allen

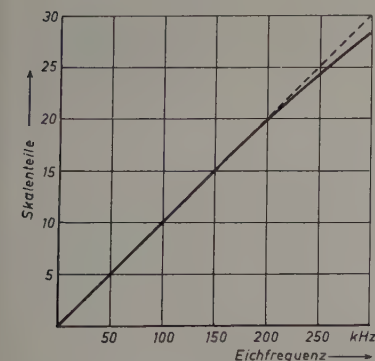


Bild 7. Eichkurve für den Frequenzbereich 0...300 kHz

Bild 8. Gesamtschaltbild des Gerätes

Meßbereichen bis auf $2 \cdot 10^{-2}$ genau abgelesen werden. Lediglich zwischen 250 kHz und 300 kHz steigt der Ablesefehler auf $5 \cdot 10^{-2}$. Dieser Fehler kann mit Hilfe einer Eichkurve (Bild 7) weitgehend berücksichtigt werden.

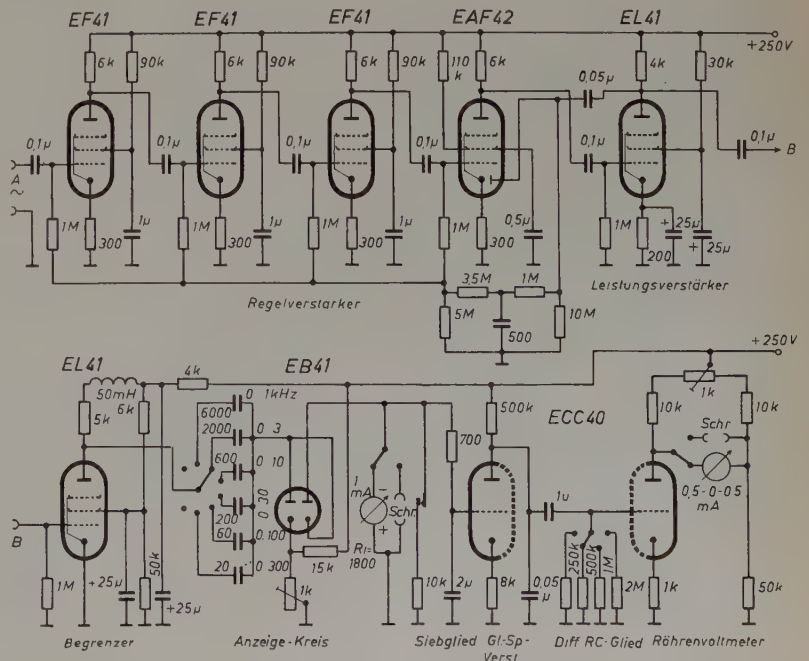
2.3 Differentiator

Die Schaltung des Differentiators ist im Bild 8 enthalten. Das wesentliche Element ist ein differenzierendes RC -Glied. Seine Ausgangsspannung ist proportional der zeitlichen Änderung der Eingangsspannung.

$$U_A = RC \cdot \frac{d U_E}{d t} [1 - \exp(-t/RC)] \quad (10)$$

Man wird also einerseits die Zeitkonstante $\tau = RC$ groß wählen müssen, um große Empfindlichkeit zu erreichen, zum anderen jedoch klein, um die Abweichung von der Linearität und von der Anzeigeverzögerung geringzuhalten, die in dem Klammerterm durch $\exp(-t/RC)$ zum Ausdruck kommt. Demnach gibt es für die Wahl der Zeitkonstante einen optimalen Wert, und man wird zweckmäßigerweise die günstigste Zeitkonstante dem zu betrachtenden Problem anpassen. In dem hier beschriebenen Gerät sind über einen Umschalter verschiedene Zeitkonstanten wählbar, und zwar 0,25 s, 0,5 s, 1 s und 2 s. Die Empfindlichkeit der Anzeige ist außer von der Zeitkonstante noch von der Änderung der Eingangsspannung $d U_E$ abhängig. Deshalb wird die Eingangsspannung bis an die Grenze der Belastbarkeit des verwendeten Kondensators oder bis auf die Anodenspeisespannung der Verstärkerröhre verstärkt. Der Kondensator muß sehr hohen Gleichstromwiderstand und geringen Verlustwinkel haben; hier wurde ein Polystyrolkondensator verwendet. „Durchsickern“ von Gleichstrom würde einen dauernden Ausschlag am Meßinstrument hervorrufen, der sich mit der Eingangsspannung selbst ändern würde und nicht mit ihrem zeitlichen Differential. Hierdurch würde der Anzeigefehler durch Nullpunktverschiebung wesentlich vergrößert.

Die dargestellte Schaltung arbeitet in folgender Weise: Die am Innenwiderstand des Frequenzanzeigeelementes abfallende gleichgerichtete Spannung U_E , die der gemessenen Frequenz direkt proportional ist, wird mit einem Siebglied geglättet und durch einen Gleichspannungsverstärker 100fach verstärkt. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wird dem differenzierenden RC -Glied zugeführt. Etwa noch vorhandene Welligkeit beseitigt ein Kondensator. Die Ausgangsspannung des RC -Gliedes ist proportional der zeitlichen Änderung der Frequenz. Die Anzeige der Ausgangsspannung erfolgt mit Hilfe eines Kompensationsröhrenvoltmeters in Brückenschaltung, wobei der Brückenstrom eine lineare Funktion der Spannung am Gitter der Röhre ist, solange die Röhre im linearen Kennlinienteil angesteuert wird. Eine Kompensation der Störeffekte ist hier nicht notwendig. Deshalb wird der symmetrische Brückenwiderstand lediglich durch einen ohmschen Widerstand gebildet. Die Differentialkurve kann auch registriert werden.



Herrn Prof. Dr. E. Jenckel danken die Verfasser dafür, daß er ihnen die Durchführung der Arbeit in seinem Institut ermöglicht hat. Besonders wird Herrn Prof. Dr. K. Cruse, Physikalisch-chemisches Institut der Bergakademie Clausthal, für die Themenstellung und die Betreuung der Arbeit gedankt, ebenso dem Wirtschafts- und Verkehrsministerium des Landes NRW und der *Deutschen Forschungsgemeinschaft*, die die Mittel zur Durchführung der Untersuchungen zur Verfügung stellten.

Schrifttum

- [1] • Cruse, K., u. Huber, R.: Hochfrequenztitration. Weinheim 1957, Verl. Chemie
- [2] Fecker, Th.: Unmittelbar anzeigender Frequenzmesser für großen Bereich. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 13 (1936) S. 205
- [3] Reich, J., u. Ungvary, R. L.: A direct reading frequency meter for audio and supersonic ranges. Rev. sci. Instr. Bd. 19 (1948) S. 43
- [4] Bladel, W. J., u. Malmstadt, H. V.: Highfrequency titrations. Analyt. Chem. Bd. 22 (1950) S. 734

- [5] Kussl, V.: Ein direktanzeigender Frequenzmesser für NF. Funktechn. Bd. 12 (1952) S. 326
- [6] Guarnaschelli, F., u. Vecchiacci, F.: Direct-reading frequency meter. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 19 (1931) S. 659
- [7] • Vilbig, F.: Hochfrequenz-Meßtechnik, S. 161. München 1953, Hanser
- [8] Peters, W. A. E.: Frequenzmessung, radio mentor Bd. 16 (1950) S. 334
- [9] Oehrl, W.: Direktanzeigendes Frequenzmeßverfahren mit Kondensatorladung. Elektrotechn. Z. Bd. 64 (1943) S. 653
- [10] Weidemann, H.: Frequenzmessung nach der Kondensatorlademethode II. Arch. techn. Mess. V 3613-4 (1952)
- [11] • Cruse, K., Rieke, B., u. Huber, R.: Aufbau und Arbeitsweise eines universell verwendbaren Hochfrequenz-Titrationsgerätes. Forschungsber. d. Wirtsch.- u. Verkehrsminist. Nordrh.-Westf. Nr. 309, Opladen 1956, Westd. Verl.
- [12] Rieke, B.: Ein universell verwendbares Hochfrequenz-Titrationsgerät. Dipl.-Arb. Techn. Hochsch. Aachen u. Bergakad. Clausthal, 1956
- [13] • Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. 2. Aufl., Leipzig 1953, Geest & Portig

(eingegangen am 20. Mai 1957)

Bedienungsstand für einen 100-kW-Kernreaktor

DK 621.039.42:621.316.7

Für inen 100-kW-Kernreaktor vom „swimming pool“-Typ der *A.M.F. Atomics Inc.* hat *Philips* die gesamten Meß- und Steuerungseinrichtungen entwickelt. Für einen Kernreaktor sind der Vervielfachungsfaktor k und die Periode T charakteristische Größen, wobei T die Zeit ist, in der die Leistung um den Faktor e zunimmt. Bei stationärem Betrieb ist $k = 1$, beim Hochfahren > 1 . Die Reaktorleistung hängt von der Anzahl der Kernspaltungen je Sekunde, d.h. von der Anzahl der thermischen Neutronen, ab. Im praktischen Betrieb ist k niemals exakt 1, und deshalb ist es notwendig, durch mehr oder weniger tiefes Eintauchen von einem oder mehreren Regelstäben diesen Faktor zu regeln sowie fortlaufend zu messen und zu registrieren. Weitere Stäbe („Sicherheitsstäbe“) dienen zur Grobeinstellung der Reaktorleistung und des Regelbereiches sowie als Sicherheitseinrichtung bei auftretenden Störungen.

Der Aufwand an Meß- und Registriereinrichtungen ist erheblich. So wird beispielsweise der Neutronenfluß an fünf Stellen im Reaktorkern gemessen, die Wassertemperatur an drei Stellen und die γ -Strahlung an zwei Stellen. Die Sicherheitsstäbe werden von Elektromagneten gehalten und fallen bei zu kurzer Periode des Reaktors, zu starkem Neutronenfluß, zu starker γ -Strahlung sowie bei sonstigen ungewöhnlichen Vorkommnissen durch Unterbrechen des Erregerstromes herab, um dadurch infolge starker Neutronenabsorption den Reaktor stillzusetzen.

Messung des schwachen Neutronenflusses

Hierfür ist im Reaktorkern ein Zählrohr untergebracht, dessen Innenwand mit spaltbarem Material bedeckt ist. Bei jeder Spaltung entsteht ein Stromimpuls, der in einem linearen Impulsverstärker 30000fach verstärkt wird. Die Ausgangsspannung von einigen Volt wird im nachgeschalteten Impulsdichte- und Periode-Meßgerät durch einen Diskriminator von überlagerten Störimpulsen befreit und in Impulse genormter Amplitude umgewandelt, aus denen eine Gleichspannung abgeleitet wird, die dem Logarithmus der Impulszahl je Sekunde entspricht. Ein Diffe-

renziervverstärker leitet daraus dann eine Spannung ab, die proportional $\frac{1}{N} \cdot \frac{dN}{dt}$ (der relativen Änderung des Neutronenflusses N je Sekunde) und damit umgekehrt proportional der Periode T des Reaktors ist. Zum Zählen dient das Zählgerät „PW 4032“ (Auflösungsvermögen $0,5 \mu s$). Die Zählzeit ist am Zeitgeber „PW X053“ in 9 Stufen von $5 \dots 2000 s$ einstellbar. Dadurch lassen sich auch schwache Neutronenflüsse genau messen. Am Lautsprecherzusatz „PW X099“ kann man nach Wahl jeden einzelnen, jeden 10., 100. oder 1000. Impuls hörbar machen, was besonders beim Anfahren des Reaktors wichtig ist, weil man damit auch in einigen Metern Abstand vom Bedienungsstand ein hörbares Signal hat.

Messung des starken Neutronenflusses

Zum Messen und Registrieren des starken Neutronenflusses dient eine besonders hohen Anforderungen in bezug auf Empfindlichkeit und Reproduzierbarkeit genügende elektronische Meßapparatur mit logarithmischer Anzeige, da sich der Neutronenfluß vom Ruhezustand bis zur Maximalleistung des Reaktors um den Faktor $10^3 \dots 10^9$ ändert. Es werden keine Einzelimpulse gezählt, sondern man mißt den mittleren Gleichstrom als Differenzstrom zweier Ionisationskammern, von denen nur eine für Neutronen empfindlich ist, um den störenden Einfluß der sehr starken γ -Strahlung auszuschalten. Dieser Strom ($50 \mu A$ bei Nennleistung) wird dem logarithmischen Neutronenflußmesser „PW X081“ zugeführt, der über einen Bereich von $6 \dots 7$ Dekaden eine dem Logarithmus des Differenzstromes proportionale Spannung abgibt. Die in Prozent geeichte Skala umfaßt den Bereich $10^{-4} \dots 300\%$ (entsprechend $5 \cdot 10^{-11} \dots 1,5 \cdot 10^{-4} A$). Die erste Dekade ($10^{-4} \dots 10^{-3}\%$) fällt mit der letzten Dekade ($10^3 \dots 10^4$ Imp/s) der Meßeinrichtung für den schwachen Neutronenfluß zusammen. Ein Differenziervverstärker liefert auch hier eine Spannung, die umgekehrt proportional der Periode T des Reaktors und an einem Zeigerinstrument direkt in Sekunden ablesbar ist.

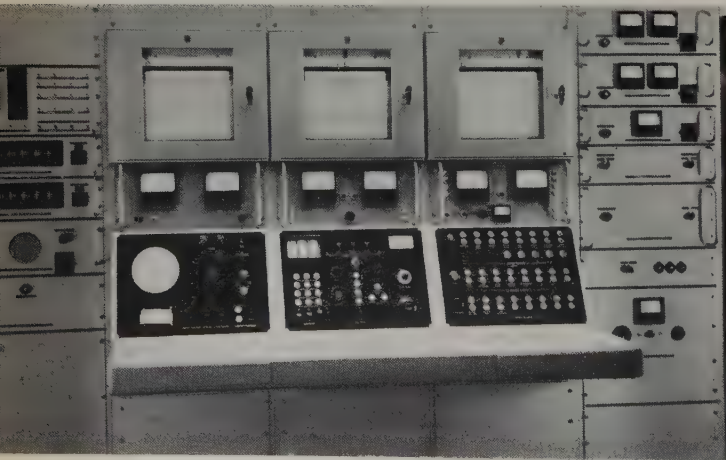
Die Meßkanäle mit logarithmischer Meßwertanzeige sind wegen ihres großen Meßbereichumfanges vor allem für die Kontrolle beim Anfahren des Reaktors und zum Messen der Periode bestimmt. Für sehr genaue Messungen und gleichzeitig als Ausgangspunkt für die automatische Regelung ist zusätzlich noch ein in 18 Bereichen umschaltbarer linearer Meßbereich (Meßbereichumfang $6 \frac{1}{2}$ Dekaden) vorhanden, der eine Ionisationskammer ähnlich der zum Messen des starken Neutronenflusses benutzt. Der Spannungsabfall des Ionisationsstromes am umschaltbaren Meßwiderstand gelangt über einen Verstärker mit Schwingkondensator-Eingang zur Anzeige.

Sonstige Meßeinrichtungen

Zur Temperaturmessung sind an drei Stellen im Wasser Platin-Widerstandsthermometer angebracht, deren Widerstandsänderung in einer Brückenschaltung („PR X010“) nach der Ausschlagmethode gemessen wird.

Auf dem Bedienungsstand gelangt auch die Stellung der Sicherheitsstäbe und des Regelstabes zur Anzeige. Jeder Stab ist mit dem Schleifkontakt eines *Helipot*-Potentiometers gekuppelt, das aus einer konstanten Spannungsquelle gespeist wird, so daß die abgegriffene Spannung ein Maß für die Stellung der Stäbe ist. Um für die Stellungsanzeige des Regelstabes noch eine genauere Anzeige zu haben, ist zusätzlich ein elektronisches Voltmeter mit 4stelliger Digitalanzeige und eigenem Meßpotentiometer vorhanden. Die Digitalanzeige dient normalerweise nur zur Stellungsanzeige des Regelstabes, kann aber mittels Umschalters auch auf jeden der Sicherheitsstäbe sowie auf den Meßkanal für schwachen Neutronenfluß geschaltet werden.

Daneben sind noch zahlreiche andere Meßeinrichtungen vorhanden, auf die hier aber ebensowenig eingegangen werden soll wie auf Einzelheiten der Steuerung und Regelung.



Bedienungsstand für einen 100-kW-Kernreaktor. Die drei registrierenden Kompensatoren zeigen den schwachen Neutronenfluß logarithmisch (links) sowie den starken Neutronenfluß linear (Mitte) und logarithmisch (rechts) an

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren III

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 12 (1958) Nr. 1, S. 25

DK 621.373.423.032

1.5 Rückwärtswellenröhren

Rückwärtswellenröhren sind definitionsgemäß Röhren, die mit Rückwärtswellen auf den Verzögerungsleitungen arbeiten ([95] Abschn. 3.33, S. 211). Wegen der durch ihre Wirkungsweise bedingten „Rückkopplung“ werden sie vorzugsweise als Oszillatoren verwendet. Im Gegensatz zu anderen Mikrowellengeneratoren — wie Reflexklystrons und Magnetrons — können Rückwärtswellenoszillatoren mit rein elektronischen Mitteln über sehr breite Frequenzbänder (etwa eine Oktave) durchgestimmt werden [131]. Da Rückwärtswellen immer eine starke Dispersion aufweisen ([95] Abschn. 3.41, S. 242), wäre grundsätzlich nicht zu befürchten, daß der Generator bei einer festen Strahlspannung auf mehreren Frequenzen schwingen kann. Eine Wechselwirkung zwischen Leitungswelle und Elektronenstrahl — und damit eine Entdämpfung — besteht aber in einem endlichen Bereich um den Synchronismus. Zur Selbsterregung sind außer einer hinreichenden Verstärkung auch noch bestimmte Phasenbedingungen [132] einzuhalten. Es können sich also diskrete Frequenzen in der Umgebung der gewünschten Frequenz erregen. Je kürzer die Verzögerungsleitung einer Rückwärtswellenröhre ist, um so weiter liegen wegen der Phasenbedingungen diese parasitären Schwingungen von der gewünschten Frequenz entfernt, um so weiter weicht man damit vom Synchronismus ab und um so leichter können sie daher vermieden werden. Die Kürze der Verzögerungsleitung hat den Nachteil, daß der Strahlstrom, der für die Schwingungsanfachung gebraucht wird (Startstrom), sehr hoch wird (er sinkt mit der dritten Potenz der Zahl der Wellenlängen auf der Leitung [133]). Man wird also in der Praxis die Röhre gerade so lang bauen, wie es wegen des Startstromes notwendig ist, und außerdem den Strahlstrom nicht wesentlich stärker als den Startstrom wählen, so daß sich die parasitären Schwingungen nicht erregen können [134].

Betrieibt man eine Rückwärtswellenröhre mit einem Strahlstrom, der kleiner als der Startstrom ist, so arbeitet sie als elektronisch abstimmbares Filter, dessen Charakteristiken (zum Beispiel die Bandbreite) innerhalb gewisser Grenzen geregelt werden können [135, 136].

Bild 24 zeigt den von *Siemens & Halske AG* entwickelten Rückwärtswellengenerator für einen Frequenzbereich von 2800...5500 MHz [137]⁵⁾. Im Bild sind rechts die Elektronenkanone und links die Ver-

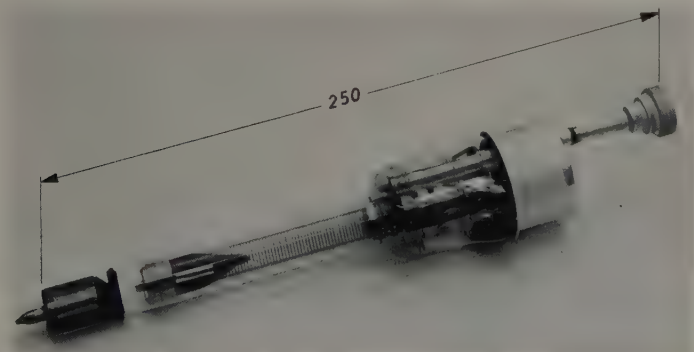


Bild 24. Rückwärtswellengenerator mit Interdigitalleitung

zögerungsleitung, eine Interdigitalleitung, zu erkennen. Die Leitung ist am auffängerseitigen Ende durch zwei mit Kohle bedeckte Glimmerstreifen angepaßt abgeschlossen. Wegen der großen Bandbreite ist der Ausgang eine Koaxialleitung, die im Bild rechts zu sehen ist. Bild 25 zeigt die Abhängigkeit der Frequenz von der Strahlspannung, also die Abstimmkurve. Man sieht, daß der Frequenzbereich von 2800...5800 MHz mit Spannungen zwischen 200 und 1750 V über-

⁵⁾ Entwickler: H. Heynisch

strichen wird. Im Bild 25 ist auch die Ausgangsleistung über der Frequenz aufgetragen. Wie zu erwarten ist, nimmt die Ausgangsleistung mit steigender Frequenz zu, da die Strahlspannung und damit die Strahlleistung höher wird. Die Welle auf der Leitung ist eine Rückwärtswelle, das heißt, die Leitungswellenlänge nimmt trotz steigender Frequenz zu. Die Anzahl der Wellenlängen auf der Leitung N nimmt daher mit steigender Frequenz ab; deshalb sinken auch die Verstärkung und die Ausgangsleistung oberhalb einer bestimmten Frequenz wieder ab. Zur Fokussierung des Elektronenstrahles findet ein Permanentmagnet mit einer Induktion von 700 G Verwendung.

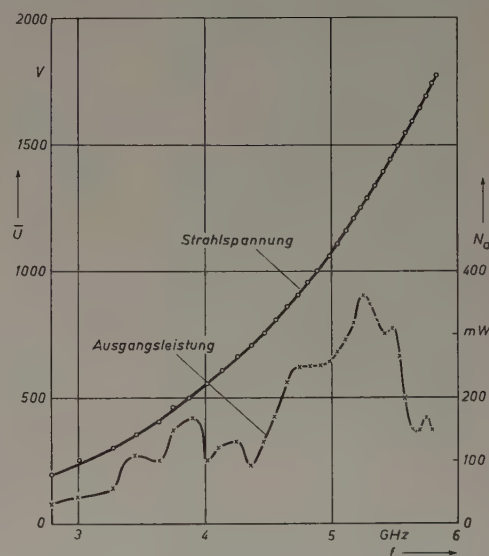


Bild 25. Abstimmcharakteristik und Ausgangsleistung des Rückwärtswellengenerators nach Bild 24

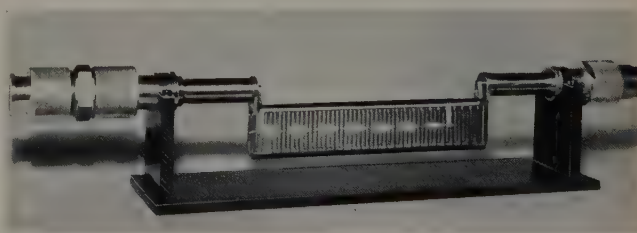


Bild 26. Modell einer Interdigitalleitung

Die im eben beschriebenen Rückwärtswellenoszillator verwendete Leitungsart, die Interdigital- oder Doppelkammleitung, wird im folgenden noch etwas näher beschrieben. Bild 26 zeigt ein Modell dieser Leitung, an dem die Leitungswellenlänge durch eine dünne Gasentladungsröhre sichtbar gemacht ist. Um eine gute Kopplung mit dem Elektronenstrahl zu erreichen, sind zwei Leitungen in der Weise parallelgeschaltet, daß zwischen ihnen der Wechselwirkungsraum für den Elektronenstrahl frei bleibt.

Die Doppelkammleitung ist eine Umwegleitung ([95] Abschn. 3.4, S. 242). Man kann sich also vorstellen, daß sich eine normale TEM-Welle in dem zwischen den Zähnen der Leitung freibleibenden Raum mäanderförmig mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Diese Annahme führt zu Resultaten, die mit den gemessenen Werten (zum Beispiel mit der Abstimmkurve im Bild 25) sehr gut übereinstimmen. Bild 27 zeigt das Dispersionsdiagramm einer solchen Leitung, wobei nur die-

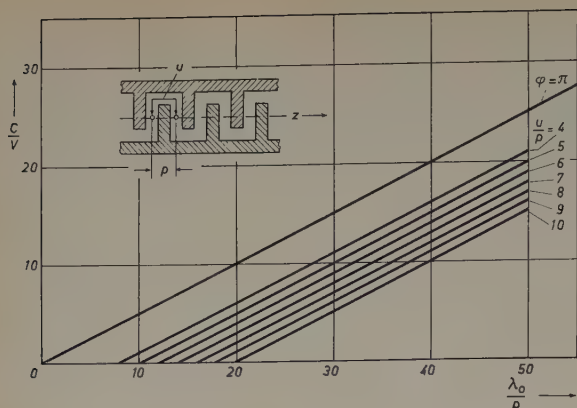


Bild 27. Dispersionsdiagramm einer Interdigitalleitung bei verschiedenen Abmessungen

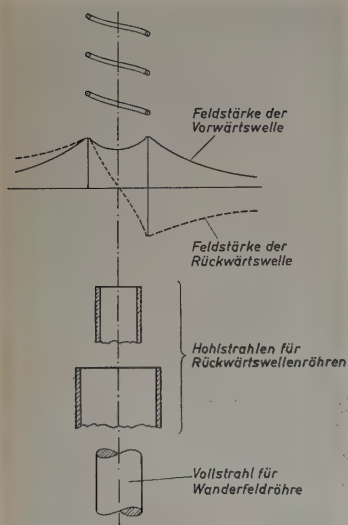


Bild 28. Querschnittsverteilung der elektrischen Feldstärke in einer und um eine Wendel

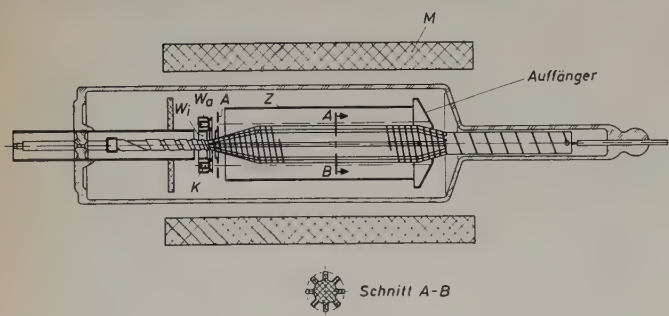


Bild 29. Rückwärtswellengenerator mit Wendel

jenigen Teilwellen eingezeichnet sind, die am Ort der z-Achse ihren größten Wert haben. Außerdem gibt es noch Teilwellen, die nur an den Rändern der Leitung auftreten; sie sind meist unbedeutend. Der Koppelwiderstand einer Interdigitalleitung kann ebenfalls aus obiger Annahme ermittelt werden [138].

Eine weitere für Rückwärtswellenröhren sehr geeignete Leitung ist die Wendel. Während für Wanderfeldröhren die Leitung so dimensioniert wird, daß die Vakuumwellenlänge λ_0 erheblich größer als der doppelte Umfang $4\pi a$ ist ($\gamma_a \ll 0,5 c/v$), baut man für Rückwärtswellenröhren die Leitung so, daß $\lambda_0 \approx 4\pi a$ ist; in diesem Bereich ist nämlich die Amplitude der rückwärtslaufenden Welle etwa ebenso groß wie die der Vorwärtswelle.

Zur Querschnittsverteilung der elektrischen Längsfeldstärke ist noch folgendes zu bemerken: Die Feldstärke der Vorwärtswelle nimmt von der Wendel zur Achse hin stetig ab, ohne jedoch Null zu werden (Bild 28). Demgegenüber weist die elektrische Feldstärke der Rückwärtswelle in der Achse einen Knoten auf. Er tritt auf, weil der Umfang von der Größenordnung einer Wellenlänge ist und daher zu einem gegebenen

Zeitpunkt die Feldstärken auf den gegenüberliegenden Wendelseiten entgegengesetzt sein können. Aus diesem Grunde werden in Rückwärtswellenröhren mit Wendeln Hohlstrahlen verwendet.

Bild 29 zeigt ein Laboratoriumsmuster einer Wendel-Rückwärtswellenröhre der Siemens & Halske AG [139]. Die Röhre ist mit Strahlspannungen von 200...1700 V im Frequenzbereich von 3,1...4,4 GHz abstimmbare und gibt dabei eine Hochfrequenzleistung von etwa 2 W ab. Rückwärtswellenröhren mit Wendeln sind auch in [140, 141] beschrieben.

Eine für Rückwärtswellen dimensionierte Verzögerungsleitung hat eine erheblich größere Struktur als die entsprechende Leitung für Vorwärtswellenbetrieb. Aus diesem Grunde können Rückwärtswellenröhren relativ leicht für den Millimeterwellenbereich gebaut werden [123]. Es sind sowohl Röhren mit Wendeln [142] als auch Röhren mit Interdigitalleitungen [143] für diesen Frequenzbereich gebaut worden. Ein Millimeterwellengenerator mit einer „beschwerter“ Verzögerungsleitung wurde von Karp [125] gebaut.

Der Rückwärtswellengenerator scheint wegen seiner elektronischen Abstimmbareit besonders zur oszillografischen Untersuchung breitbandiger Mikrowellenbauelemente geeignet. Damit diese Möglichkeit voll nützlich ist, müßte die Amplitude der abgegebenen Schwingung über das ganze Frequenzband konstant sein. Bild 30a (und Bild 25) zeigt jedoch, daß dies im allgemeinen nicht erreicht wird. Ursache für die Schwankungen in den relativ schmalen Frequenzbändern sind die nicht vollständig zu vermeidenden Reflexionen im Inneren der Röhre. Bild 30b zeigt einen Ausschnitt dieser Charakteristik; der rechte Teil der Kurve dient als Basis, da hier die Schwingung aussetzte. Eine normale Wanderfeldröhre kann bei Einstellung geeigneter Betriebswerte wegen ihrer Sättigungscharakteristik als Begrenzer dienen. Zur

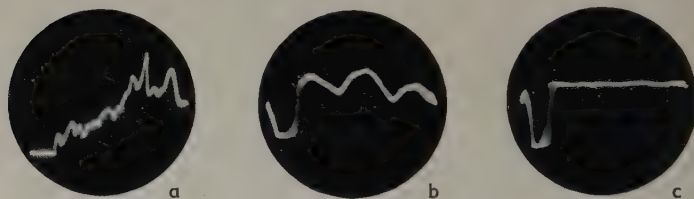


Bild 30. Ausgangsleistung eines Rückwärtswellengenerators in Abhängigkeit von der Frequenz. a) Ausgangsleistung im ganzen Schwingbereich, b) Ausgangsleistung in einem schmalen Frequenzband ohne Begrenzer, c) Ausgangsleistung in einem schmalen Frequenzband mit einer Wanderfeldröhre RW 3 (S & H) als Begrenzer

Aufnahme von Bild 30c wurde das Signal des Rückwärtswellengenerators durch eine Wanderfeldröhre (RW 3) geschickt. Man sieht, daß die Schwankungen der Amplitude praktisch verschwunden sind. Wegen des erheblich besseren Wirkungsgrades einer Wanderfeldröhre (etwa 15% gegenüber etwa 3%) bietet diese Maßnahme außerdem den Vorteil einer höheren Ausgangsleistung. Der Aufwand kann erheblich verringert werden, wenn an Stelle von zwei Röhren eine Verbundröhre [144] verwendet wird.

2. Lauffeldröhren mit gekreuzten statischen Feldern (Magnetfeldröhren)

2.1 Wirkungsweise der Magnetfeldröhren

In diesem Abschnitt werden Laufzeitröhren beschrieben, die gekreuzte statische elektrische und magnetische Querfelder aufweisen. Es wird wieder die Wechselwirkung zwischen einer elektromagnetischen Welle und einem angenähert synchronlaufenden Elektronenstrahl untersucht. Als neue Elemente seien hier jedoch senkrecht zu dieser Strömungsrichtung stehende elektrostatische und magneto-statische Felder (Kräfte) vorhanden. Dies hat als wesentlichste Folge eine Energieumwandlung, die vollkommen von der bei Lauffeldröhren ohne Querfelder abweicht.

Abgesehen davon bestehen wieder dieselben Kombinationsmöglichkeiten wie in Lauffeldröhren ohne statische Querfelder: Man kann den Elektronenstrahl mit einer Vorwärtswelle auf einer Verzögerungsleitung in Wechselwirkung bringen (Wanderfeld-Magnetfeldröhre), man kann Rückwärtswellen verwenden (Rückwärtswellen-Magnetfeldröhre) und man kann zwei Elektronenstrahlen miteinander in Wechselwirkung treten lassen (Elektronenwellen-Magnetfeldröhre). Magnetfeldröhren können gerade oder gekrümmte Elektronenbahnen haben (vgl. [95] Abschn. 1, Bd. 11 (1957), S. 367). Man kann

deshalb abweichend von der Bauweise der O-Typ-Röhren solche mit kreisförmig in sich geschlossenen Verzögerungsleitungen bauen (Magnetron-Oszillator).

Das Prinzip dieser Röhrentypen sei nun an Hand des idealisierten Modells der linearen Wanderfeld-Magnetfeldröhre behandelt. Bild 31 zeigt eine (unsymmetrische) Verzögerungsleitung, durch die ein Elektronenstrahl geringer Raumladung mit einer Geschwindigkeit v geschossen wird. Zwischen den beiden Leitern A und B liege eine Gleichspannung U , die eine Feldstärke $\mathcal{E} = U/d$ zur Folge hat. Senkrecht zu dieser und zur Bewegungsrichtung der Elektronen herrsche eine homogene magnetische Feldstärke solcher Richtung und Größe, daß die daraus resultierende Kraft auf das Elektron $(v \times \mathcal{B}) \cdot e$ gerade der elektrostatischen Kraft $e \cdot \mathcal{E}$ das Gleichgewicht hält. Das Elektron wird sich also dann längs der eingezeichneten geraden Bahn bewegen. Am einfachsten läßt sich nun die Wechselwirkung zwischen Welle und Strahl vom Standpunkt eines mit der mittleren Elektronengeschwindigkeit v mitbewegten Beobachters aus untersuchen (vgl. z. B. [145]). Für den mitbewegten Beobachter verschwindet die elektrische Feldstärke \mathcal{E} (nach dem Induktionsgesetz entsteht wegen der Anwesenheit des Magnetfeldes eine gleich große, entgegengesetzt gerichtete Feldstärke (vgl. z. B. [146])). Das Magnetfeld \mathcal{B} scheint dem Beobachter

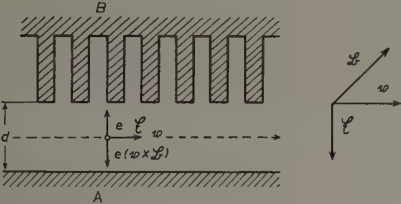


Bild 31. Statische Kräfte in Röhren mit gekreuzten statischen Feldern (\mathcal{E} , \mathcal{B})

in erster Näherung ungeändert. Der mit den Elektronen mitbewegte Beobachter sieht also nur ein statisches Magnetfeld (senkrecht zur Zeichenebene im Bild 31) und außerdem das Feld der Welle auf der Verzögerungsleitung. Für Synchronismus zwischen Elektronenstrahl und Welle ist die größte Wechselwirkung zu erwarten; dem Beobachter erscheint dann das Feld der Welle auf der Verzögerungsleitung bei Vernachlässigung höherer Teilwellen als statisches Feld. Die Bewegung der Elektronen wird nun durch die elektrische Feldstärke der Welle und die statische magnetische Feldstärke \mathcal{B} bestimmt.

Elektronen, die unter dem Einfluß gekreuzter statischer Felder stehen, bewegen sich auf Zykloidenbahnen (vgl. z. B. [147]), das heißt, einer „Leitbahnbewegung“ senkrecht zu den beiden Feldstärken ist eine „Rollkreisbewegung“ überlagert. Für die hier vorliegenden Verhältnisse (das elektrische Feld der Welle ist klein im Vergleich zum statischen Magnetfeld) ist die Amplitude der Rollkreisbewegung äußerst klein; für beispielsweise eine elektrische Feldstärke von 100 V/cm und ein Magnetfeld von 1000 G ist der Rollkreisradius kleiner als $1/100$ mm. Man kann daher sagen, daß sich das Elektron praktisch nur senkrecht zu beiden Feldstärken, entsprechend der „Leitbahn“ bewegt; dies ist im Bild 32 eingezeichnet. Es entsteht so eine Anhäufung von Elektronen an den Stellen S .

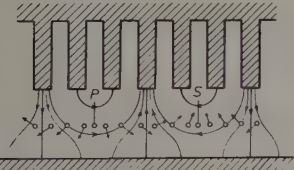


Bild 32. Elektronenballung in Lauffeldröhren mit gekreuzten statischen Feldern

Für die weiteren Betrachtungen werde nun wieder der Standpunkt des mitbewegten Beobachters aufgegeben und der Vorgang vom ruhenden Bezugssystem aus untersucht. Die Elektronenanhäufung bei S befindet sich in einem verzögernden Feld der elektromagnetischen Welle. Es wird also im Mittel mehr Energie von den Elektronen an das Feld abgegeben als umgekehrt: Die Welle wird entdämpft. Wie oben gezeigt wurde, wird die Längsgeschwindigkeit der Elektronen, die sich im reinen „Bremsfeld“ befinden (Punkt S), wegen des magnetischen Querfeldes nicht geändert, sondern sie bewegen sich nur langsam zur Anode hin. Dadurch verlieren sie potentielle Energie,

ohne kinetische Energie zu gewinnen. Dies ist der Hauptunterschied gegenüber Lauffeldröhren ohne Querfelder. Eine Folge dieser Art der Energieumwandlung ist ein erheblich höherer Wirkungsgrad. Die Elektronen fallen hier nicht „außer Tritt“, sondern bleiben in derselben Phase des Hochfrequenzfeldes der Leitung. Der Wirkungsgrad ist bestimmt durch die zu durchfallende Potentialdifferenz und kann in der Praxis Werte bis über 50% erreichen. Er kann mit folgender Formel abgeschätzt werden (vgl. z. B. [148]):

$$\eta = 0,8 \left(1 - m \cdot \frac{\mathcal{B}_L}{\mathcal{B}} \right) \tag{2}$$

Dabei sind Raumladung und Kreisverluste unberücksichtigt. Es wurde angenommen, daß 80% der Elektronen die Anode erreichen (Faktor 0,8). Die Größe \mathcal{B}_L ist die der Leitbahngeschwindigkeit

$v_L = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{B}}$ entsprechende Spannung. Der Faktor m berücksichtigt die

Form der Elektronenbahn; für die im Bild 31 angenommenen „geraden“ Bahnen (Rollkreisradius gleich Null) ist $m = 1$, für Zykloidenbahnen ist $m = 4$.

Elektronen, die in einer energieaufnehmenden Phase sind (Punkt P im Bild 32), bewegen sich zur Katode hin und werden aus dem Prozeß ausgeschieden (Phasenausortierung). Sie haben dabei potentielle Energie gewonnen, ohne kinetische zu verlieren. Da ihre Zahl jedoch geringer als die der energieabgebenden Elektronen ist und außerdem die zu durchlaufende Potentialdifferenz geringgehalten werden kann, ist ihr schädlicher Einfluß relativ klein. Die kinetische Energie dieser an die Katode gelangenden Elektronen wird dort in Wärme umgesetzt (Rückheizung). Deshalb ist es unter Umständen möglich, im Betrieb die Heizung von Magnetfeldröhren abzuschalten. Dabei kann jedoch leicht eine Instabilität dieses Zustandes zur Zerstörung der Röhre führen.

Ein weiteres wesentliches Merkmal der Magnetfeldröhren ist die Notwendigkeit von Transversal- und Längskomponenten der elektromagnetischen Welle. Die Transversalkomponenten verursachen die Ballung (Anhäufung) der Elektronen an der Stelle S , während die Energieabgabe an das Feld über die Längskomponenten erfolgt. (In Lauffeldröhren ohne statische Querfelder erfolgt beides durch die Längskomponenten.)

Die Wirkungsweise technischer Magnetfeldröhren wird durch eine Reihe zusätzlicher Effekte, wie das Auftreten von Teilwellen und die Bildung einer Raumladung, zum Teil stark beeinflusst. Der prinzipielle Mechanismus, insbesondere die Art des Energieaustausches, bleibt erhalten.

Das Auftreten von Teilwellen eröffnet dieselben Möglichkeiten wie bei den Lauffeldröhren ohne statische Querfelder; damit ergibt sich im speziellen auch die Möglichkeit, Rückwärtswellenoszillatoren zu bauen. Ein solcher Generator ist dann elektronisch durchstimmbar und liefert die den Magnetfeldröhren eigene hohe Ausgangsleistung.

2.11 Magnetron-Oszillatoren

Wegen der großen technischen Bedeutung und einiger prinzipiell neuer Eigenschaften wird im folgenden der Magnetron-Oszillator in einem eigenen Abschnitt behandelt. Bild 33 zeigt eine schematische Darstellung eines Magnetrons. Eine Katode ist von einer ringförmigen Verzögerungsleitung umgeben, die in sich geschlossen ist.

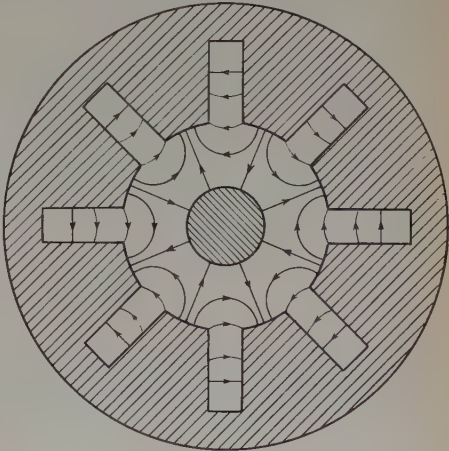


Bild 33. Schematische Darstellung eines Magnetron-Oszillators

Sieht man davon ab, daß sich im Bild 32 die Welle linear ausbreitet und hier in Umfangsrichtung, was keine prinzipiell neue Eigenschaft mit sich bringt, so stellt man zwei wesentliche Unterschiede fest:

- 1) Die Elektronenemission erfolgt längs der ganzen Verzögerungsleitung.
- 2) Die Verzögerungsleitung ist in sich geschlossen. Das bedeutet volle Rückkopplung, also Oszillatorbetrieb.

Der erste Unterschied bringt zunächst schon eine Änderung des Gleichstromverhaltens der Röhre. Die Bahnen der Elektronen sind hier zyklidenförmig, das heißt, der Längsbewegung (Leitkreisbewegung) ist eine kreisförmige Bewegung überlagert. Diese ermöglicht eine neue Art der Schwingungsanregung (Rollkreisschwingung), die aber wegen des kleinen Wirkungsgrades geringere Bedeutung hat. Außerdem ist wegen der ausgedehnten Katode hier die Raumlading nicht mehr zu vernachlässigen, was aber nicht die grundsätzliche Wirkungsweise ändert. Der Einfluß der Raumlading ist beispielsweise in [149] beschrieben.

Der zweite Unterschied, die in sich geschlossene Verzögerungsleitung, ergibt die Forderung, daß der Umfang U der Verzögerungsleitung ein ganzzahliges Vielfaches der Ausbreitungswellenlänge λ ist ($U = \lambda \cdot m$).

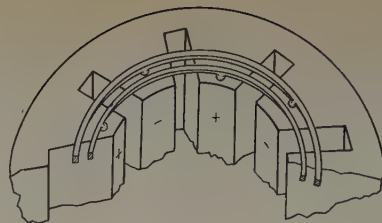


Bild 35. Anodenstruktur eines Magnetron-Oszillators mit „strapping“

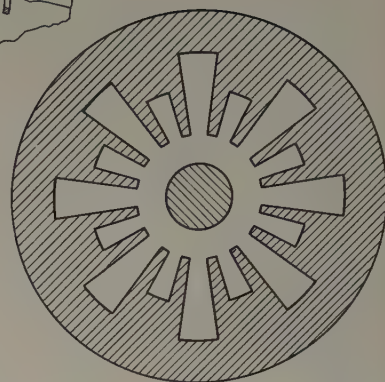


Bild 36. Anodenstruktur eines „rising sun“-Magnetrons für $f > 10$ GHz

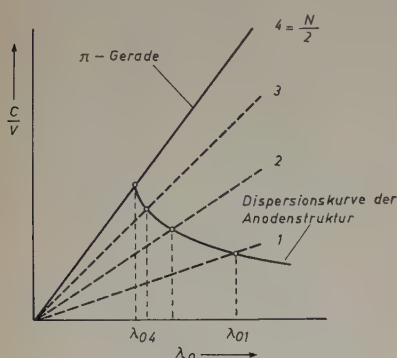


Bild 34. Eigenfrequenzen zylindrischer Magnetrons (8-Schlitz-Magnetron)

Bild 34 zeigt die typische Dispersionskurve einer Verzögerungsleitung. Obige Bedingung drückt sich in diesem Diagramm durch die Geraden 1 bis 4 aus. Das bedeutet, daß nur ganz bestimmte Frequenzen (die zu den eingezeichneten λ_0 -Werten gehörigen sogenannten Eigenfrequenzen) erregt werden können, und zwar bei einer Röhre mit N Schlitz (N räumliche Perioden am Umfang) $N/2$ Eigenfrequenzen.

Eine dieser Eigenfrequenzen liegt immer bei einer Phasendrehung π je Elementarvierpol (λ_{04}). Sie ist wegen der hohen Koppelfeldstärke (Koppelwiderstand) besonders zur Schwingungserzeugung geeignet (π -mode oder π -Eigenfrequenz); hier sind die Schlitz gerade in Resonanz. Nach der Theorie der Verzögerungsleitung ist für eine Phasendrehung π pro Elementarvierpol die Amplitude der Vorwärtswelle gleich der Amplitude der Rückwärtswelle; der Energietransport ist Null, das heißt, man hat eine stehende Welle. Das Magnetron nimmt also auch in dieser Hinsicht eine Sonderstellung ein, da hier der Elektronenstrahl zugleich mit einer Vorwärts- und einer Rückwärtswelle in Wechselwirkung steht, während in allen anderen Lauffeldröhren der Elektronenstrahl jeweils nur mit einer Welle synchron läuft.

Störend ist meist die Nähe der nächsten Eigenfrequenz. Sie kann sich besonders bei Impulsbetrieb erregen, was dann zum Umspringen der erzeugten Frequenz führt (demoding). Durch besondere Maßnahmen versucht man nun diese Eigenfrequenz weiter weg zu legen beziehungsweise die dazugehörigen Koppelwiderstände möglichst klein zu halten. Das kann durch „strapping“ erreicht werden (Bild 35): Es werden Bänder so angeordnet, daß sie jeweils Stege gleicher Polarität bei der π -Eigenfrequenz verbinden. Dadurch werden weder die Eigenfrequenz der π -Resonanz noch der dazugehörige Koppelwiderstand erheblich geändert. Für die anderen Eigenfrequenzen bedeutet das „strapping“ eine starke Belastung. So gebaute Magnetrons arbeiten beträchtlich stabiler und erlauben die Erzeugung hoher Leistungen.

Für Röhren, die bei sehr hohen Frequenzen (etwa über 10 GHz) arbeiten, werden die Abmessungen der Bänder sehr klein, was neben mechanischen Schwierigkeiten hohe Verluste bringt. Deshalb benutzt man dort andere Methoden, um unerwünschte Eigenfrequenzen zu unterdrücken. Man verwendet das „rising sun“-System (Bild 36), das

einen entsprechend günstigen Dispersionsverlauf zeigt, so daß die einzelnen Eigenfrequenzen weiter voneinander entfernt sind. Die hier erwähnten Methoden der Eigenfrequenz-Trennung (mode-separation) sind beispielsweise in [149] und [150] ausführlich beschrieben.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der Magnetron-Oszillator wegen des hohen Wirkungsgrades besonders geeignet zur Erzeugung hoher Leistungen ist.

Ein Nachteil des Magnetrons ist die Schwierigkeit der Frequenz-verstimmung. Durch Verstimmung der Kammern ist dies nur in einem kleinen Bereich möglich. Die Resonatoren können mechanisch oder elektronisch durch Belastung mit einem Elektronenstrahl verstimmt werden (vgl. z. B. [150], S. 261 ff.). Der Durchstimmbereich ist jedoch gering und der Aufwand erheblich. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [131] Palluel, P., u. Goldberger, A. K.: The O-type carcinotron tube. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) S. 333—345
- [132] Heffner, H.: Analysis of the backward-wave traveling-wave tube. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 42 (1954) S. 930—937
- [133] Walker, L. R.: Starting currents in the backward-wave oscillator. J. appl. Phys. Bd. 24 (1953) S. 854—859
- [134] Johnson, H. R.: Backward-wave oscillators. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 684—697
- [135] Currie, M. R., u. Whinnery, J. R.: The cascade backward-wave amplifier: a high-gain voltage-tuned filter for microwaves. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 1617—1631
- [136] Currie, M. R., u. Forster, D. C.: The gain and bandwidth characteristics of backward-wave amplifiers. Inst. Radio Eng. Trans. on Electron Devices ED-4 (Januar 1957) S. 24—34
- [137] Heynisch, H.: Bericht über die Entwicklung und den Bau eines Rückwärtswellen-Oszillators. Interner Entwickl.-Ber. d. Röhrenfabr. d. Siemens & Halske AG, München (1956)
- [138] Paschke, F.: Untersuchung einer Interdigital-Verzögerungsleitung. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 10 (1956) S. 195—206
- [139] Veith, W.: Das Carcinotron, ein elektrisch durchstimmbarer Generator für Mikrowellen. Fernmeldetechn. Z. Bd. 7 (1954) Nr. 10, S. 23—27
- [140] Sullivan, J. W.: A wide-band voltage-tunable oscillator. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 42 (1954) S. 1658—1665
- [141] Beaver, W. L.: Backward-wave oscillators for low voltage operation. Inst. Radio Eng. Conv. Rec. März 1956, Teil 3, S. 35—40
- [142] Christensen, W. V., u. Watkins, D. A.: Helix millimeter-wave tube. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 93—96
- [143] Helmke, G. E.: A hairpin tube backward-wave oscillator. Bell Lab. Rec. Bd. 31 (1953) S. 286—291
- [144] Eichin, W., u. Heynisch, H.: Bericht über einen Rückwärtswellenoszillator mit großem Wirkungsgrad und konstanter Ausgangsleistung. Interner Entwickl.-Ber. d. Röhrenfabr. d. Siemens & Halske AG, München (1956)
- [145] ● Harman, W. W.: Fundamentals of electronic motion. London 1953, McGraw Hill. Vgl. insbes. S. 260 ff.
- [146] ● Stratton, J. A.: Elektromagnetische theory. London 1941, McGraw Hill. Vgl. insbes. S. 79
- [147] ● Pöschl, K.: Mathematische Methoden in der Hochfrequenztechnik. Berlin 1956, Springer. Vgl. insbes. S. 305
- [148] Warnecke, R. R., u. Guenard, P.: The m-type carcinotron tube. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 413—424
- [149] ● Slater, J. C.: Microwave Electronics. New York 1950, van Nostrand. Vgl. insbes. S. 345—361
- [150] ● Collins, G. B.: Microwave magnetrons. New York 1948, McGraw Hill. Vgl. insbes. S. 83 ff.

Anschnittsteuergeräte für die elektronische Helligkeitssteuerung

Die Leuchtstofflampe wird in zunehmendem Maße für die Beleuchtung in Lichtspielhäusern, Theatern, Vortragsräumen, Hörsälen sowie in Werkstattsräumen für spezielle Arbeitsverfahren verwendet. Soll eine derartige Beleuchtungsanlage in ihrer Helligkeit stufenlos gesteuert oder geregelt werden, dann versagen die bei Glühlampen bewährten Stelltransformatoren oder Stellwiderstände; mit diesen erhält man nämlich nicht im gesamten Steuerbereich die Spannung, die zum Zünden der Gasentladung in den Leuchtstofflampen erforderlich ist. Die AEG hat für diesen Zweck Anschnittsteuergeräte herausgebracht, in denen der Lampenstrom über zwei gegensinnig parallel geschaltete Thyratrons geleitet wird. An die Gitter dieser Thyratrons werden kurzzeitige positive Zündspannungsspitzen gelegt, deren Phasenlage zur Anodenspannung veränderlich ist. Auf diese Weise läßt sich der Strom, der im Mittel durch die Lampen fließt, je nach der Lage des Zündzeitpunktes im Bereich der positiven und der negativen Wechselspannungs-Halbwellen ändern. Dies ist gleichbedeutend mit einer Änderung der Helligkeit der Lampen.

Wird ein Zündstreifen auf der Lampe verwendet, so erreicht man mit den Anschnittsteuergeräten eine zufriedenstellende Helligkeitsänderung von völliger Dunkelheit bis zur größten Helligkeit. Der Zündstreifen wird im allgemeinen auf das Potential der einen Kathode einer Leuchtstofflampe gelegt. Die beschriebene Steuerungsmethode erfordert ein ständiges Heizen der Kathoden über einen kleinen Heiztransformator mit niedriger Spannung. Es hat sich gezeigt, daß bei dieser Kathodenheizung eine lange Lebensdauer der Lampen zu erwarten ist, da hohe Einschaltstromstöße vermieden werden.

Die Änderung der Phasenlage des Zündimpulses wird durch ein Phasenstellglied erreicht, das als R-L-Brücke ausgeführt ist.

Ein Potentiometer, das von Hand oder motorisch betätigt werden kann, bewirkt ein Ändern der Gleichstrom-Vormagnetisierung des L-Gliedes und bestimmt damit die Phasenlage des Zündzeitpunktes in jeder Halbwellen der Netzspannung. Das Motorpotentiometer ermöglicht durch Betätigen eines Druckknopfes von beliebiger Stelle des Saales aus die Steuervorgänge „Hell“, „Dunkel“ und „Halt“.

Die Thyratrons in den Geräten sind so ausgewählt, daß die

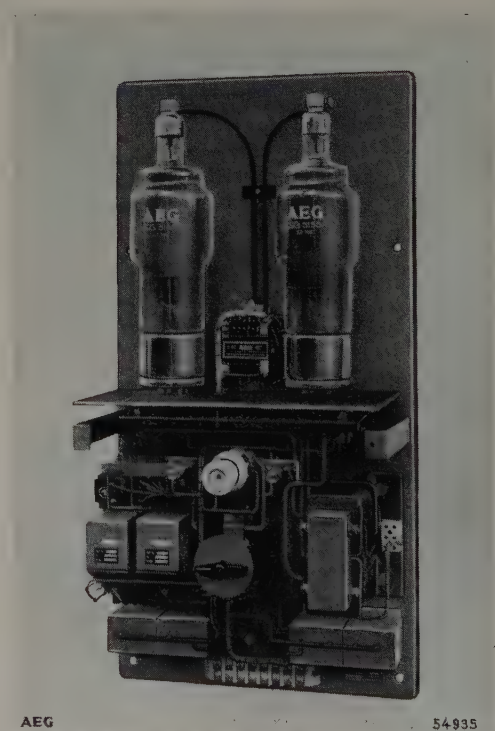
Typ	Anschlußspannung V	Anzahl der Leuchtstofflampen 40 W, 220 V *)	Lampenstrom A
ASG 2/7	220, 50 Hz	18	7
ASG 2/14		38	14
ASG 2/27		75	27

*) Bei Anschluß der Helligkeitssteuerung unmittelbar an 220 V, 50 Hz

Technische Daten der AEG-Anschnittsteuergeräte

in der Tabelle aufgeführte Anzahl von Leuchtstofflampen dauernd auf jeder Helligkeitsstufe betrieben werden kann. Anschnittsteuergeräte lassen sich auch für die Helligkeitssteuerung von Glühlampen verwenden. Sonderbauformen finden in der Bühnenbeleuchtung Anwendung.

Diese Geräte eignen sich auch zum Steuern oder Regeln einer Wechselstromleistung, um z. B. die Arbeitstemperatur eines Widerstandsofens konstant zu halten. Hat man eine Röhre entfernt, so arbeiten die Geräte als Einweg-Gleichrichter; diese können dann z. B. auch Gleichstrommotoren steuern. Das Bild gewährt einen Einblick in den Innenaufbau eines Anschnittsteuergerätes.



Anschnittsteuergerät ASG 2/27 für einen Wechselstromdurchgang von 27 A_{eff}; Abdeckhaube abgenommen

Schleifen-Oszillograf mit eingebautem Entwicklungs-Automat

Der Schleifen-Oszillograf ist vielfach die einzige Registriereinrichtung, die gleichzeitig und mit eindeutiger zeitlicher Zuordnung eine Vielzahl von Oszillogrammen aufzeichnen kann. Der Vielkanal-Oszillograf „5-119“ der Consolidated Electrodynamics Corp. (Deutsche Vertretung: Wolfgang Zeh) ist besonders für Untersuchungen unter schwierigen äußeren Versuchsbedingungen, wie sie beispielsweise in der Luftfahrt auftreten, geeignet. Er kann wahlweise mit bis zu 36 oder 50 Schreibsystemen ausgestattet werden. Als Schreibsysteme werden Galvanometer der Serie „7-300“ verwendet, die für Frequenzen im Bereich 0...3000 Hz geeignet sind. Das Magnetfeld für alle Systeme liefert ein gemeinsames Magnetsystem aus Alnico V. Jedes Galvanometer hat zwei Polschuhe, die in die sorgfältig geschliffenen Öffnungen des Magnetblocks eingesetzt werden und guten magnetischen Kontakt sicherstellen. Um unabhängig von der Umgebungstemperatur konstante Verhältnisse zu erreichen, wird der gesamte Block über eine Thermostatsregelung auf $100^\circ\text{F} \pm 1^\circ$ gehalten. Eine Besonderheit ist der Beschleunigungsschalter, der es ohne Unterbrechung der Aufzeichnung oder des Meßvorganges ermöglicht, die eingestellte Geschwindigkeit im Verhältnis 1:10 umzuschalten. Zeitmarken werden entweder in 0,01 s Abstand (mit besonderer Markierung jeder 10. Zeitmarke) oder in 0,1 s Abstand über die ganze Breite des Schriebes oder als etwa 2 cm breite Markierungen an jeder Seite aufgezeichnet. Die Kennzeichnung der Schriebe kann durch aufbelichtete Zahlen erfolgen; zusätzlich zeigt ein Pfeil die Richtung der Zeitachse an. Außerdem ist es möglich, im Abstand von einer Sekunde Zahlen aufzubelichten, um besondere Ereignisse zu kennzeichnen. Die Kassetten für das normalerweise benutzte etwa 30 cm breite Papier (oder Film) fassen 250 Fuß oder bei Benutzung eines besonders dünnen Spezialpapiers 400 Fuß. Falls während der Aufnahme die Lampe ausfällt, schaltet sich automatisch eine Reservelampe ein. Die Umschaltung erfolgt ohne mechanische Bewegung über ein optisches Prisma. Für direkte Beobachtung auf der Mattscheibe ist ein Polygon-Spiegel eingebaut, dessen Drehzahl kontinuierlich veränderbar ist. Der eingebaute Entwicklungs-Automat arbeitet mit Blitz-Entwicklung und liefert in jeder Sekunde rund 63 cm entwickeltes Oszillogramm.

ELRU-Information 54

Tragbarer Entwicklungsautomat für Oszillogramme

Um auch außerhalb des Labors von Lichtstrahl-Oszillografen geschriebene Oszillogramme an Ort und Stelle entwickeln zu können, hat Siemens & Halske ein kleines, leicht mitzuführendes Entwicklungsgerät konstruiert. Die Bedienung ist denkbar einfach. Die Einlaufkassette mit dem belichteten Papierstreifen wird unter Zwischenschaltung eines Adapters an der Einlaufseite des Gerätes angesetzt. Das einige Zentimeter aus der Kassette hervorgezogene Papier wird automatisch von rotierenden Walzen im Einlaufschlitz erfaßt und zwischen einem endlosen Stahlband und einem dünnen Nylonseil nacheinander mit einstellbarer Geschwindigkeit durch zwei schmale Stahltröge mit Entwicklerbad und Unterbrecherbad geführt. Durch ein Rotlichtfenster kann man das Oszillogramm noch vor



Entwicklungsautomat mit Adapter und Papiereinlaufkassette; rechts: Fixierbadtrög

dem Eintauchen in das Unterbrecherbad begutachten. Die Stahltröge fassen je 1 l Flüssigkeit, ausreichend für 100 m Papier. Bei Motorbetrieb ist die Papierlaufzeit zwischen 0,8 und 8 min über ein Getriebe einstellbar; bei Handantrieb kann die Laufzeit noch verkürzt werden. Konstante Innentemperatur von 20°C oder 30°C läßt sich mittels Thermostatheizung einstellen. Leistungsaufnahme: etwa 200 VA bei 220 V; Gewicht ohne Flüssigkeit: 20 kg.

ELRU-Information 55

Explosionssgeschützter Schleifen-Oszillograf für hohe Umgebungstemperaturen

An Oszillografen für Messungen an Überschall-Flugzeugen oder Raketen werden besonders hohe Anforderungen hinsichtlich des Verhaltens gegenüber Umwelteinflüssen gestellt. Als Typ „5-122“ hat Consolidated Electro-

dynamics Corporation (Deutsche Vertretung: W. Zeh) jetzt den ersten Oszillografen herausgebracht, der explosionsgeschützt ist und bei Umgebungstemperaturen von $-50...+50^\circ\text{C}$ bis in Höhen von 36 km verwendbar ist. Er kann mit 26 Schleifen bestückt werden; die Schleifen mitsamt ihrem Magnetsystem sind in einem Thermostaten untergebracht. Der Oszillograf besteht aus drei Einheiten: dem eigentlichen Oszillografen mit dem Registriermagazin, der Kontrolleinheit und dem Zeitgeber. Das Magazin faßt etwa 50 m normales oder 100 m Dünnschicht-Aufnahmematerial. Die Kontrolleinheit ist sowohl für die Fernbedienung als auch zur Überprüfung des Oszillografen vor Versuchsbeginn bestimmt. Mittels Schalters lassen sich die Registriergeschwindigkeiten momentan um einen Faktor 8, 4 oder 2 umschalten. Die Einstellung der Grundgeschwindigkeit ($0,047...96''/\text{s}$) erfolgt durch einfaches Auswechseln der Zahnräder. Der Zeitgeber „5-029“ liefert Impulse, die einen Elektronenblitz innerhalb des Oszillografen aufleuchten lassen, so daß jetzt Marken über die ganze Registrierbreite geschrieben werden. — Der „5-122“ ist für Beschleunigungen bis 15 g in allen drei Ebenen verwendbar; er trägt Stoßbeschleunigungen bis 30 g während 11 ms. Abmessungen: $28 \times 20 \times 47$ cm, Gewicht 36 kg; Stromversorgung 200 V, 400 Hz, dreiphasig.

ELRU-Information 56

Blauschreiber „BLS-218“

Der neue Blauschreiber mit Bildspeicherung „BLS 218“ (Wandel u. Goltermann) dient zur Aufnahme einmaliger und periodischer Vorgänge mit einer oberen Grenzfrequenz von 10 kHz. Die auf dem Schirm der Blauschirmröhre aufgezeichnete Registrierung bleibt mehrere Tage erhalten, läßt sich aber auch in weniger als 30 s löschen. Der Schreiber hat 80×120 mm nutzbare Schirmfläche. Der Bildkontrast ist für Fotoaufnahmen ausreichend, zumal sich die Belichtung beliebig lange ausdehnen läßt. Die Kontrasteinstellung ist elektrisch mit der Zeitbasis gekuppelt. Bei 100 Ω Eingangswiderstand (unsymmetrisch) lassen sich die Ablenkfaktoren $10^3, 3,3 \cdot 10^4, 10^4, 3,3 \cdot 10^3$ mV/cm einstellen. Die maximale ausnutzbare Schreibgeschwindigkeit ist 400 m/s, und es lassen sich Ablenkzeiten von 3,0, 1,0, 0,3, 0,1, 0,03, 0,01 s einstellen. Für Amplitude und Zeitablenkung ist eine Eich-einrichtung eingebaut. Die Schirmfläche ist in maximal 10 Zeilen mit 8 mm Abstand aufgeteilt, wobei auch automatische Zeilenfortschaltung möglich ist. Die Zeitablenkung kann sowohl fremde Vorgänge auslösen als auch durch fremde Vorgänge ausgelöst werden.



Blauschreiber „BLS-218“ (Wandel u. Goltermann)

ELRU-Information 57

Elektronischer Zweikoordinaten-Schreiber

Der elektronische X-Y-Schreiber „PR 2220 A/00“ (Philips) zeichnet zwei durch Gleichspannungen darstellbare Größen in Abhängigkeit voneinander auf. Zum Schreiben der beiden Achsen dient je eine selbstkompensierende Brückenschaltung; das eine Meßsystem bewegt die Schreibkapillare, das andere das Registrierpapier. Der Meßteil für die Y-Achse (Richtung der Schreibfederbewegung) hat 7 Meßbereiche (5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 mV) mit stufenweiser Nullpunktverschiebung auf 0, 20, 40, 50, 60, 80 und 100 % der Skala. Der kleinste Einzelmessbereich ist 0...2,5 mV. Der Meßteil erreicht eine Genauigkeit von 0,5 % des Skalenendwertes (Skalenlänge = 250 mm) bei 0,1 % Einstellsicherheit und 1 s Einstellzeit über die ganze Skala. Das Meßpotentiometer ($1000 \Omega \pm 0,1\%$) ist ein gerader Drahtwiderstand (Linearität besser als 0,1 %) mit 0,2 mm Windungssprung. Der Meßteil der X-Achse (Richtung der Papierbewegung) hat die gleichen Meßbereiche und die gleiche Nullpunktverschiebung wie der Meßteil für die Y-Achse. Die Genauigkeit ist 1 % des Skalenendwertes, die Einstellsicherheit 0,1 % und die Einstellzeit 1,5 s (2 s) für 250 mm (360 mm) Länge des X-Achsen-Abschnittes. Das Meßpotentiometer (Heli-pot) mit 1080° Gesamtwinkelumfang hat lineare Abweichungen von weniger als 0,2 %. X- und Y-Meßkreis können unabhängig voneinander geerdet werden. Der Meßkreis ist vom Verstärker (Ansprechempfindlichkeit 2,5 μV) getrennt, so daß der negative oder der positive Pol geerdet oder beide Pole erdfrei geschaltet werden können.

ELRU-Information 58

Technischer Schnellschreiber

Die „helcoscriptor-Schnellschreiber“ der Firma *Fritz Hellige & Co. GmbH* verwenden indirekt beheizte Schreibzeiger, die auf wärmeempfindlichem Registrierpapier Kurven von brillanter Schwärze und gestochener Schärfe auf weißem Untergrund schreiben. Die Ausschläge des Schreibzeigers werden direkt von Bogenkoordinaten auf rechtwinklige Koordinaten transformiert, wobei der auftretende Tangensfehler innerhalb der Strichbreite liegt. Die Schreibsysteme sind robuste, allseitig gekapselte Vierpol-Drehmagnet-Meßwerke, die mit dem vorgeschalteten Verstärker im Bereich 0...120 Hz linearen Amplitudenfrequenzgang (Abfall bei 125 Hz $= -3$ dB) haben und bei denen die nichtlinearen Verzerrungen unter 2 % innerhalb der Schreibbreite von ± 15 mm liegen. Die zwei-stufigen Verstärker (Eingangswiderstand 1 M Ω) sind gleichspannungs-gekoppelt und so ausgelegt, daß auch erdunsymmetrische Spannungen am Eingang an den Anoden einer Doppeltriode erdsymmetrische Steuer-spannungen für die Gegentakt-Endstufe liefern. Bei voller Verstärkung ergibt ein Eingangssignal von 1 V_{SS} 10 mm Schreibzeigeraus-schlag, das heißt, der von nichtlinearen Verzerrungen freie Schreibzeigeraus-schlag von 30 mm erfordert ein Eingangssignal von 3 V_{SS}. Das Modell „He-4“ ist für die direkte Aufzeichnung von 4 Vorgängen (auf Wunsch mit 2 zusätz-lichen Markierspuren) bestimmt. Die Papiertransportgeschwindigkeit ist in 7 Stufen auf 2, 5, 10, 20, 50, 100 und 200 mm/s oder ähnlich abgestufte Geschwindigkeiten im Bereich 1...100 mm/s oder 0,5...50 mm/s umschalt-bar. Durch Ankuppeln eines Ansteckmotors kann unter Ausschaltung des eingebauten Motors zusätzlich eine weitere Gruppe von Geschwindig-keiten (0,02...2 mm/s) erreicht werden. Außerdem ist bei gleichzeitiger Auskupplung des eingebauten Motors Fremdantrieb über eine biegsame Welle möglich, so daß in maßstabgerechter Untersetzung die Geschwin-digkeit des Meßobjektes auf das Registrierpapier (max. 300 mm/s) über-tragen werden kann.

ELRU-Information 59

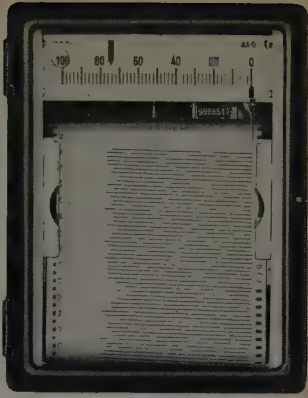
Leistungslose Gleichspannungsmessung mit Drehspluinstrumenten

Als Ergebnis der Fortschritte im Meßwerkbau hat das *Wernerk* für *Meßtechnik der Siemens & Halske AG* zwei tragbare Betriebsinstrumente mit Drehspluinstrumenten entwickelt, die den sehr hohen Eingangswider-stand von 1 M Ω V (Klasse 1,5) haben. Spannbandleitung des beweglichen Organs, ein sehr kräftiger Magnet und die Verwendung alterungsbestän-diger Hochohm-Präzisions-Schichtwiderstände haben die Stromaufnahme auf einen so niedrigen Wert herabgesetzt, wie er bisher fast nur bei elek-tronischen Meßgeräten erreichbar war. Die beiden Ausführungen haben folgende, an 7 Klemmbuchsen wählbare Bereiche: 1, 3, 10, 30, 100, 300 V; 1 μ A und 0,1, 0,3, 1, 3, 10, 30 V; 1 μ A.

ELRU-Information 60

Mittelwertschreiber

Die Mittelwertschreiber „MS 5“ und „MS 12“ der *AEG* haben die Auf-gabe, die Mittelwerte einer Meßgröße über bestimmte Zeitabstände über-sichtlich zu registrieren. Zu diesem Zweck bewegt ein elektrisch auf-gezogenes Uhrwerk einen Papierstreifen mit konstanter Geschwindigkeit. Ein integrierendes Meßwerk liefert der Meßgröße proportionale Impulse, die über ein Schrittschaltwerk mit Ge-triebe und eine elektrische Kupplung die Schreibelektrode auslenken, die nach Ablauf der Meßperiode auf die Nulllinie zurückgeführt wird. Die Auf-zeichnung erfolgt also in Strichen, und das Lot vom Ende der Aufzeich-nung auf die Nulllinie ist ein Maß für den Mittelwert der Meßgröße. Die Meßperioden sind einstellbar. Ein Schleppzeiger zeigt den erreichten Höchstwert an. Die Aufzeichnung erfolgt tintenlos auf Metallpapier. Der Typ „MS 5“ hat 50 mm und der Typ „MS 12“ 120 mm Schreibbreite. Letzterer enthält zusätzlich ein 7stelliges Umdrehungszählwerk, das zur Kontrolle die Summe der Impulse anzeigt.



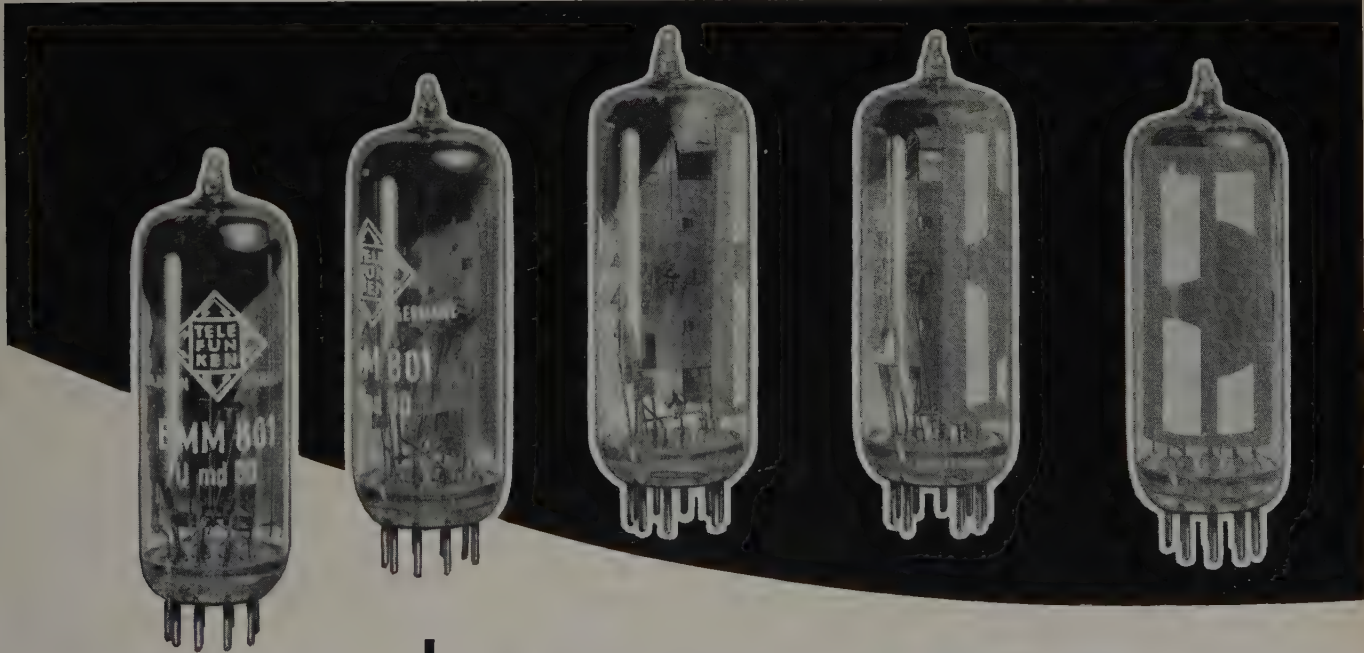
AEG-Mittelwertschreiber „MS 12“

ELRU-Information 61

Frequenzzeiger „FZ 301 a“

Für Messungen im Tonfrequenzbereich (10...30000 Hz, 6 Teilbereiche) hat *Telefunken* den Frequenzzeiger „FZ 301 a“ entwickelt, der bei Eichung mit Netzfrequenz ± 2 %, bei Eichung mit Normalfrequenz ± 1 % An-zeigegenauigkeit erreicht. Für je 10 % Netzspannungsschwankung tritt ein zusätzlicher Fehler von $\pm 0,5$ % auf. Die Spannung der zu messenden Frequenz wird durch die erste Röhre (C 3 e) stark begrenzt, so daß das Meßergebnis weitgehend unabhängig von der Höhe der Eingangsspannung ist. Die am Anodenwiderstand dieser Röhre entstehende Rechteckspannung lädt über eine zweite Röhre (C 3 e) den Ladekondensator auf, der für die verschiedenen Meßbereiche umgeschaltet wird. Die Betriebsspannung dieser Röhre ist stabilisiert, so daß der Umladestrom nur noch von der Anzahl der Umladungen je Zeiteinheit abhängt, also der Frequenz propor-tional ist. Über einen Gleichrichter wird der Umladestrom an einem direkt in Hz geeichten Drehspluinstrument angezeigt.

ELRU-Information 62



EMM 801

eine Anzeigeröhre
zum Spannungsvergleich.
Für die elektronische Technik
(Meß- und Regelschaltungen)
besonders geeignet

TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-Röhren und Halbleiter sind zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer mehr als 50jährigen, steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

TELEFUNKEN · ROHRENVERTRIEB · ULM



Lichtmarken-Steuerzusatz

„ABE 710“

Zur Verwendung in automatischen Meßeinrichtungen hat Telefunken den mit Photokontakten ausgestatteten Lichtmarken-Steuerzusatz „ABE 710“ entwickelt. Bei Anschluß an bereits vorhandene Prüfeinrichtungen lassen sich damit beispielsweise Sortiervorgänge, Stellmotoren usw. steuern. Die Steuereinrichtung besteht aus dem Lichtmarkeninstrument mit 1 bis 12 verschiebbaren oder maximal 18 aufsetzbaren Photodioden (Abstand zwischen 2 Photodioden etwa 8 mm), einem oder mehreren steckbaren Transistoreinschüben und dem Stromversorgungsteil. Die zu messende Größe wird dem Spiegelgalvanometer zugeführt, dessen schmale Lichtmarke über die Skala geführt wird, unterhalb der die beliebig verschiebbaren Photodioden angeordnet sind. Jede Photodiode steuert über einen kleinen, steckbaren Gleichstrom-Kippverstärker (Ansprechzeit < 30 ms) ein Relais mit Umschaltkontakt (Kontaktbelastung max. 0,5 A, 250 V, 30 W). Die Stromversorgung für die Lichtquelle und maximal 6 Transistorenverstärker erfolgt über den Netzteil (220 V, 50 Hz, 80 VA).



Lichtmarken-Steuerzusatz „ABE 710“
(Telefunken)

ELRU-Information 63

Mikro-Mikroamperemeter mit logarithmischem Verstärker

Das Gerät (Hersteller: Beckman Instruments, Vertrieb in Deutschland: Günther & Tegtmeyer) hat den Meßbereich 10^{-13} ... 10^{-7} A mit $\pm 2\%$ Fehlergrenze im gesamten Bereich. Die Anzeige erfolgt auf einem in logarithmische Dekaden geteilten Instrument mit 10 cm Skalenlänge. Am Ausgang stehen 50 mV für Kompensationsschreiber und 0,9 V an 900 Ω für Steuervorgänge zur Verfügung. Zur Stromversorgung einer Ionisationskammer liefert das Gerät $+200$ V (elektronisch stabilisiert, $R_i = 2 \Omega$).

ELRU-Information 64

Elektronischer Schalter

Als Zusatzgerät für Wechselspannungsverstärker liefert Consolidated Electrodynamics Corp. (Deutsche Vertretung: Wolfgang Zeh) den Modulator „15-005“, der im wesentlichen einen mit zwei Transistoren bestückten elektronischen Schalter enthält, um damit niedrige Gleichspannungen oder langsame Gleichspannungsänderungen in für die Verstärkung mittels Wechselspannungsverstärker geeignete Impulse umzuwandeln. Mit 150 Ω ist die Eingangsimpedanz genügend hoch, um beispielsweise Thermoelemente oder Dehnungmeßstreifen als Geber direkt anschalten zu können. Als Trägerfrequenzleistung (3 kHz) benötigt der Modulator etwa 0,8 W bei 19 V_{eff} oder 0,2 W bei 5 V_{eff}.

ELRU-Information 65

Transistor-Tester

Für die Praxis ist es oft notwendig, sich schnell einen Überblick über die Betriebseigenschaften von Transistoren zu verschaffen. Dazu genügt es meistens, die Stromverstärkung β und den Kollektorstrom I_{C0} zu messen. Der „Transistor-Tester“ (P. Gossen & Co.) ist ein handliches Gerät (12 \times 17 \times 8 cm, 1,7 kg) zur schnellen Prüfung von Flächentransistoren bis 100 mV Verlustleistung; es mißt in Emitterschaltung β in den Bereichen 0...100 und 0...200 sowie I_{C0} im Bereich 0...1000 μ A. Zur Stromversorgung dient die eingebaute 1,5-V-Flachbatterie, die nur bei angeschaltetem Transistor eingeschaltet ist; zusätzlich kann jedoch eine Kollektorspannung über Steckbuchsen zugeführt werden. Für Leistungstransistoren bis 25 W steht jetzt ebenfalls ein ähnlich aufgebautes Prüfgerät zur Verfügung. Bei gleichem Meßbereich für die Stromverstärkung β können Kollektorstromströme bis 10 mA gemessen werden. Die Kollektorspannung liegt auf 6, 12 und 24 V umschaltbar.

ELRU-Information 66

Gleichspannungsverstärker „PP 1304“

Zum Verstärken von Gleich- und von Wechselspannungen bis 50 kHz (-3 dB) ist der Gleichspannungsverstärker „PP 1304“ der Elektro Spezial GmbH bestimmt. Die Spannungsverstärkung ist in 8 Stufen zwischen 3fach und 10000fach umschaltbar und zwischen diesen Stufen regelbar. Der asymmetrische Eingangswiderstand ist in allen Bereichen konstant (10 Ω , 25 pF). Der gleichspannungsgekoppelte Verstärker arbeitet im Gegentakt mit drei Vorstufen und Katoden-Ausgangsstufe. Um höchste Konstanz zu erreichen, sind die Anodenspannung und die Heizspannung für die erste Verstärkerstufe stabilisiert. Bei Netzspannungsänderungen bis zu 5% bleiben die Nullpunkts- und Verstärkungsschwankungen unter 2%. Bei Vollaussteuerung lassen sich am Ausgang max. 100 V_{ss} und max. 6 mA an ≥ 10 k Ω entnehmen.

ELRU-Information 67

Elektrischer Meßwertwandler zum Anbau an mechanische Meßgeräte

Dieser Meßwertwandler der J. C. Eckardt AG dient zur nahezu rückwirkungsfreien Umwandlung einer Zeigerdrehung in einen ihr proportionalen Gleichstrom von 0...10 mA. Die Kraft-Kompensationsschaltung macht die Umwandlungsgenauigkeit weitgehend von Schwankungen der Netzspannung unabhängig. Der Meßwertwandler besteht aus der am Meßgerät befestigten Drehmomenten-Waage und dem getrennt davon auf-

gestellten Verstärkerkasten. Das Drehmoment der Meßfeder in der Drehmomenten-Waage steigt linear mit dem Ausschlagwinkel des Zeigers. Diesem Drehmoment wirkt das Drehmoment eines kräftigen Kompensations-Drehpulsystems entgegen, das vom Ausgangsstrom des Verstärkers durchflossen wird. Die Stellung der mit der Achse des Drehpulsystems verbundenen Steuerfahne wird photoelektrisch abgetastet und der Verstärker über den Photowiderstand im Eingang des Röhrenverstärkers so gesteuert, daß das winkelabhängige Drehmoment der Meßfeder dem vom Ausgangsstrom des Verstärkers abhängigen Moment des Drehpulsystems gerade das Gleichgewicht hält. Der zulässige Antriebswinkel ist 0...270°. Da das Kompensations-Drehpulsystem in Reihe mit den Empfangsgeräten liegt, sind Änderungen des Leitungswiderstandes (max. 6 k Ω) und der Speisespannung weitgehend ohne Einfluß auf die Genauigkeit der Meßwertumwandlung ($\pm 0,5\%$ vom Endwert).

ELRU-Information 68

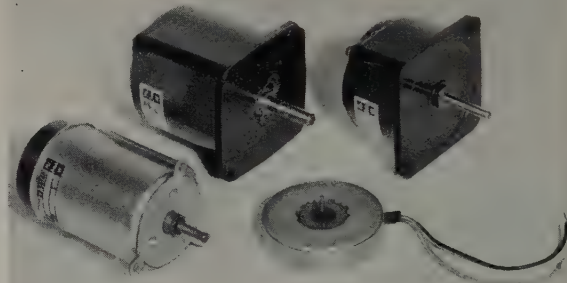
Einweg-Hohlleiter für das X-Band

Zum Trennen von Leistungsquelle und Belastung ist der Einweg-Hohlleiter „PP 4420 X“ (Philips) bestimmt, der aus einem rechteckförmigen Hohlleiterstück besteht, in dem sich ein Stück Ferroxcube im Feld eines Dauermagneten befindet. Er ist hauptsächlich für die von reflektierten Wellen ungestörte Übertragung von Zentimeterwellen durch Hohlleiter bestimmt. Im Frequenzbereich 8,5...9,6 GHz ist die Vorwärtsdämpfung $< 1,5$ dB, die Rückwärtsdämpfung > 15 dB (> 30 dB in Bandmitte) bei einem Stehwellenverhältnis in beiden Richtungen von $< 1,25$ ($< 1,15$ von 9,0...9,6 GHz).

ELRU-Information 69

Klein-Synchronmotoren

Für die Verwendung in Lauf- und Uhrwerken, Registriergeräten, Impulsgebern sowie als Antrieb für Schalter oder Regler und für Aufgaben der Automatisierung, bei denen zeitkonstanter Ablauf eines technischen Prozesses gewünscht wird, hat die Valvo GmbH eine Reihe kleiner Synchronmotoren herausgebracht. Es sind selbststartende Langsamläufer für Betriebsspannungen von 6 oder 12 V sowie für 110 oder 220 V, die den



Valvo-Klein-Synchronmotoren

Sicherheitsanforderungen der IEC entsprechen. Besonderen Wert legte man bei der Konstruktion auf kleine Abmessungen, geringes Laufgeräusch sowie hohes Anlauf- und Betriebsdrehmoment. Die Lager haben Lamellar-Schmierung und arbeiten deshalb über Jahre wartungsfrei. Werden die Motoren mit der vorgeschriebenen Spannung betrieben, dann stoppen sie nach Abschalten der Spannung unter Last ohne jeden Schlupf. Die Drehzahlen sind je nach Typ 166,6, 200 oder 250 U/min, so daß für die meisten Anwendungszwecke ein einfaches, billiges Zwischengetriebe genügt.

ELRU-Information 70

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen Sammelmappen mit Stabeinhängenvorrichtung für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den Einbanddecken für jeweils einen kompletten Jahrgang ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert.

Ausführung: Halbleinen mit Titelpprägung. Preis: Sammelmappe 4,— DM zuzüglich Porto (Berlin: bis 2 Sammelmappen 40 Pf, bis 4 Sammelmappen 70 Pf; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 70 Pf). Einbanddecke: 3,— DM zuzüglich Porto (Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 5 Einbanddecken 70 Pf; Bundesgebiet: bis 5 Einbanddecken 70 Pf).

Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 7664.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Elektronisches Analogierechenggerät

In automatisierten Anlagen werden Haupt- und Hilfsantriebe über Elemente mit einstellbarer Speicherzeit gesteuert. Hierfür haben sich Zeitrelais, vor allem elektronische, seit Jahren bewährt. Mit Rücksicht auf die größeren Anforderungen der Automatisierung entstand jetzt bei *Brown, Boveri & Cie. AG* ein Bauelement, dessen eingestellte Zeit sich innerhalb gewisser Grenzen durch eine veränderliche Größe, z. B. durch die Walzgeschwindigkeit bei kontinuierlichen Drahtstraßen oder die Schnittgeschwindigkeit bei Werkzeugmaschinen, ungefähr den Anforderungen des Betriebs entsprechend korrigieren läßt. Das hierfür entwickelte elektronische Analogierechenggerät erfaßt funktionell die Geschwindigkeitsänderungen des Arbeitsprozesses und ebenso die der Geschwindigkeit proportionalen Verlustzeiten beim Anlauf einer Maschine sowie noch verschiedene konstante Verlustzeiten des Antriebs und der Steuerung. Dieses Zeitrelais folgt nach einmaliger Einstellung genau der verlangten Funktion. Ein Einschub enthält das Netzgerät, der andere das eigentliche Analogierechenggerät; die Tachospaltung v zeigt ein Meßinstrument während des Betriebs an. Die Konstanten der Funktionsgleichung $t = \frac{C_1}{v} - C_2$

— $C_3 \cdot v$ lassen sich individuell einstellen. Sollen die einzelnen Konstanten für eine Spezialaufgabe als Parameter verwendet werden, z. B. zur Einstellung der Schnittlänge des Walzgutes in einer kontinuierlichen Drahtstraße, so können die entsprechenden Potentiometer zum Steuerpult geführt und von Hand betätigt werden.

ELRU-Information 71

Elektronischer Drehzahlwächter

Eine interessante Spezialausführung eines Drehzahlwächters, der als Hilfs- und Sicherheitszusatz für Turbogeneratoren verwendet wird, ist der Drehzahlwächter „E 402“ von *Rohde & Schwarz*. Bei Turbosätzen können normale Drehzahlregler erfahrungsgemäß die Dampfzufuhr nicht immer schnell genug drosseln, so daß häufig die zugelassene Überdrehzahl von 10% überschritten wird und dadurch der Schnellschluß ausgelöst wird, der die Maschine völlig stillsetzt. Es ist deshalb zweckmäßig, eine Schutzvorrichtung zu haben, die unabhängig von der Drehzahl auch auf eine plötzliche schnelle Änderung derselben anspricht. Sie soll nicht den Schnellschluß auslösen, sondern unter vorübergehender Umgehung des normalen Reglers die sofortige Schließung der Dampf-einlaßventile veranlassen.

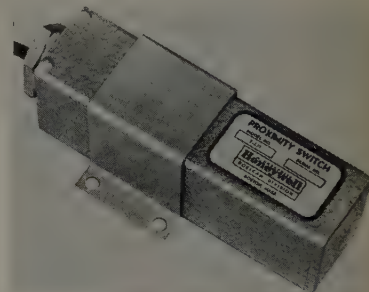
Erfahrungsgemäß liegen die Drehbeschleunigungen bei Lastabwurf zwischen 2 und 10%/s. Der Drehzahlwächter „E 402“ ermöglicht es, diese Drehbeschleunigung zu berücksichtigen und schon weit unterhalb der Sicherheitsgrenze abzuschalten. Er wird von einem mit der Maschine gekuppelten Tacho-Generator gespeist, der bei Nenn-drehzahl eine wahlweise einstellbare Ausgangsspannung von rund 275 V_{eff} oder 50 V_{eff} und 600 Hz

liefern muß (z. B. *Hartmann & Braun* „NM 24“). Die vom Tacho-Generator gelieferte frequenzabhängige Spannung wird im Drehzahlwächter über einen Hochpaß geführt, an dessen Flanke die Umformung in frequenzproportionale Gleichspannungswerte erfolgt. Ein nachgeschaltetes Differenzierglied bildet hieraus den Differentialquotienten, so daß die Spannung hinter dem Differenzierglied ein Maß für die Änderungsgeschwindigkeit der Maschinendrehzahl ist. Überschreitet diese Spannung einen bestimmten Wert, so läßt eine dem Differenzierglied folgende Röhrenschaltung ein Relais ansprechen, über das dann die Einlaßventile gesteuert werden können. Die Dauer des Ausgangssignals wird fest eingestellt, zum Beispiel auf $1,2 \pm 0,1$ s. Das Gerät ist auch für Rücknahmezeiten von 0,5...20 s lieferbar. Ein Teil der vom Tacho-Generator abgegebenen Leistung dient zur Speisung der Elektronenröhren, so daß der Drehzahlwächter keine weitere Stromversorgung benötigt.

ELRU-Information 72

Magnetisch-induktiver Annäherungsschalter

Der Annäherungsschalter (proximity switch) der *Honeywell GmbH* besteht im wesentlichen aus der Sonde und dem Relais. Nähert sich ein Gegenstand aus ferromagnetischem Material der Sonde bis auf eine bestimmte Entfernung, so läßt die durch die Feldlinienverdichtung hervorgerufene Änderung im Stromfluß das Relais ansprechen. Beim Entfernen des Gegenstandes über ein bestimmtes Maß hinaus kehrt sich der Vorgang um, und das Relais fällt ab. Es kann bis zu 10 Arbeitsspiele in der Sekunde ausführen. Da die Sonde hermetisch gekapselt ist, arbeitet sie auch unter rauen Bedingungen. Ebenso können sich wegen des Fehlens beweglicher und empfindlicher Teile keine Störquellen infolge Bewegung, Vibration oder starker Erschütterungen ausbilden. Die Lebensdauer ist praktisch unbegrenzt. Annäherungsschalter dieser Art sind in den USA in einzelnen Fabriken zu Tausenden an Transferstraßen eingesetzt.



Annäherungsschalter „T-271“
(Honeywell GmbH)

ELRU-Information 73



DATENVERARBEITUNG...rationell!

**Auswertung von Angaben
und Gewinnung neuer
Informationen für
richtige Entscheidungen
in kürzester Zeit.**

Dieser Forderung entsprechen Remington Rand-Lochkartenmaschinen und elektronische UNIVAC-Rechenanlagen. Rationelle Datenverarbeitung in Wirtschaft, Verwaltung und Wissenschaft bedeutet:

- Schnelligkeit** — weil die Routinearbeit nur noch einen Bruchteil der früher benötigten Zeit beansprucht.
- Ersparnisse** — weil jede Verringerung des Zeitaufwandes die Kosten senkt.
- Informierung** — weil die augenblickliche Situation jederzeit zu überblicken ist.
- Sicherheit** — weil Rechenfehler ausgeschlossen sind.
- Entlastung** — weil mehr Zeit für Planung und neue Ideen zur Verfügung steht.

Diese Vorteile können Sie für die Lösung Ihrer Probleme nutzen.
Wir senden Ihnen gern kostenlos Druckschriften und beraten Sie unverbindlich.

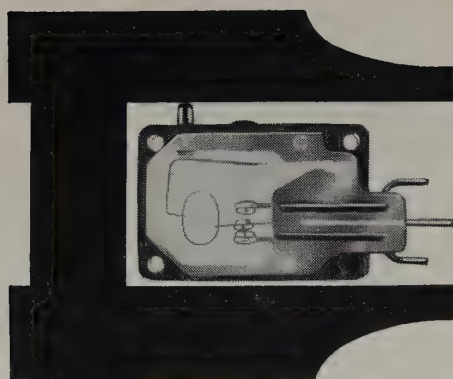
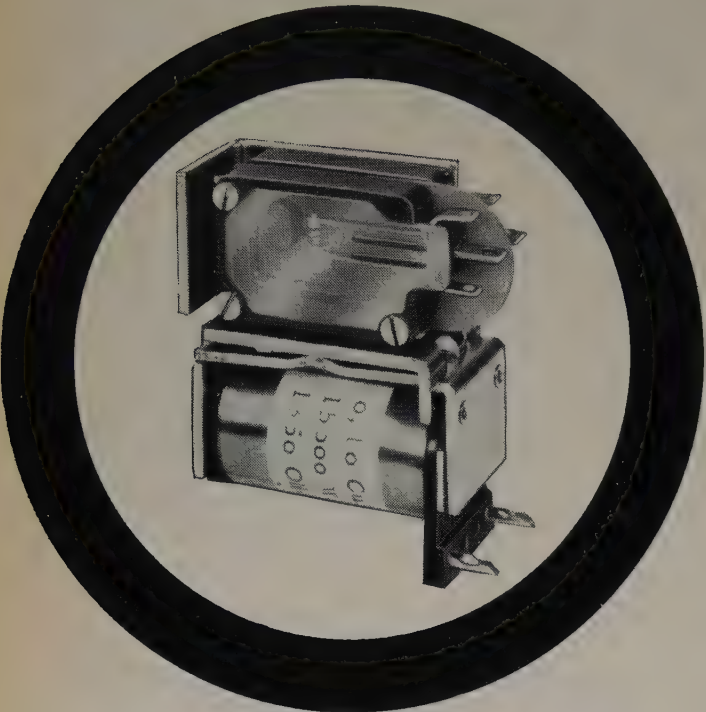
Remington Rand
G.M.B.H.

FRANKFURT AM MAIN

Geschäftsstellen in allen größeren Städten

LOCHKARTENMASCHINEN · ELEKTRONISCHE UNIVAC-RECHENANLAGEN · RECHENZENTRUM UNIVAC EUROPA

MIKROSCHALTER UND MIKROSCHALTER – RELAIS



PRÄZISIONS- MIKROSCHALTER

Abmessungen: 36 x 21 x 7 mm,
Betätigungsaufwand 0,3 cm g
für Mess- u. Steuerkreise,
bis 2 cm g für
Schaltleistungen
von mehr als 1 kW
Alle federnden Teile
Beryllium-Bronze. Auch mit
Wischkontakten oder als
Wechselschalter lieferbar

MIKROSCHALTER – RELAIS S 24

Vielseitig verwendbar
für Gleich- u. Wechselstrom
aller gewünschten
Spannungen. Thermische
Dauerbelastbarkeit der
Spule 1,5 W. Geringste
Ansprechempfindlichkeit
bei Gleichstrom 50 m W.
Schaltleistung
bis 2 x 10 A bei 220 V ~

HERSTELLER: OTTO RAMSTETTER MÜNCHEN 50



Generalvertrieb:
MOTOCO GmbH
Abt. Elektrotechnische
Bauelemente und Geräte
Stuttgart O
Schubartstraße 4

„Flutron“, ein Meßwert-Umformer für Durchfluß-Anzeige und -Regelung

Das „Flutron“ (*Schoppe & Faeser GmbH*) ist ein selbstabgleichender Kompensator, der im Anschluß an einen elektrischen Wirkdruckwandler zur linearen Durchfluß-Anzeige und Mengen-Regelung dient. Im Wirkdruckwandler wird der Wirkdruck, z. B. an einer Blende, in eine proportionale Wechselspannung (50 Hz) umgewandelt. Der Differenzdruckmesser des Wandlers ist mit dem Eisenkern eines Differential-Transformators so gekuppelt, daß dieser je nach Stellung des Kernes eine Wechselspannung abgibt, die nach Richtung und Größe ein Maß für den Wirkdruck ist. Ein gleicher Differential-Transformator dient im „Flutron“ als Rückführungssystem. Beide Transformatoren werden durch denselben Wechselstrom erregt, so daß Spannungs-, Frequenz- und Temperaturschwankungen ohne Einfluß sind. Im abgeglichenen Zustand sind die Spannungen beider Differential-Transformatoren gleich, so daß der Verstärker, der den Servomotor steuert, keine Eingangsspannung erhält. Ändert sich der Wirkdruck, dann läuft der Servomotor entsprechend der Richtung der dann auftretenden Spannung so lange, bis er über ein Getriebe und eine Spezial-Kurvenscheibe den Kern des Differential-Transformators so verstellt hat, daß die Eingangsspannung des Verstärkers wieder Null geworden ist. Eine neuartige elektrische Dämpfung, die proportional der Beschleunigung wirkt, läßt den Zeiger sich aperiodisch in weniger als 0,8 s einstellen. Der Anzeigefehler des „Flutron“ ist $\pm 2,5\%$ vom Endwert. Der Frequenzgang ist sehr gut: bei Amplituden von $\pm 5\%$ werden Wirkdruckpulsationen bis 5 Hz praktisch ohne Phasen- und Amplitudenverlust abgebildet. Das „Flutron“ ist mit einem induktiven Ferngeber „S 70“ oder „S 90“ ausgerüstet, die als Regelsignalgeber dienen und durchflußproportional sind. Während der Ferngeber „S 70“ die Aufschaltung des Regelsignals nur auf einen induktiven Regler gestattet, erlaubt der Geber „S 90“ die Aufschaltung auf bis zu 4 Regler in Parallelschaltung. Neuerdings ist das „Flutron“ auch als „Flutron“-Schreiber (Genauigkeit 0,25%) lieferbar und in dieser Ausführung mit Transistoren bestückt.

ELRU-Information 74

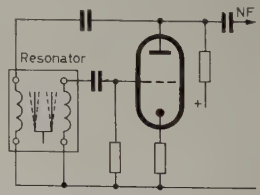
Kontaktlose Messung von Füllständen

Das „Niveaumeter“, ein Füllstandfernanzeiger mit Regelanschluß der Firma *K. Ernst* arbeitet auf kapazitiver Grundlage ohne bewegliche Teile im Meßraum. Ebenso wie die Geräte „Reactometer“ zum Überwachen des Ablaufs chemischer Reaktionen und „Feuchtmeter“ zum Messen des Wassergehaltes von flüssigen, pulvrigen und festen Stoffen, kann auch dieses Gerät bis zu 50 m von dem zu messenden oder zu regelnden Behälter entfernt aufgestellt werden. Zwischen Anzeigeinstrument und Regler sind Entfernungen bis 20 km zulässig. Das Meßgerät ist in einem wasserdichten und korrosionsfesten Gehäuse untergebracht. Es lassen sich nicht nur Schreiber zusätzlich anschließen, sondern auch Transmitter (Regler) zur kontinuierlichen Regelung. Zur schrittweisen Regelung oder zur Signalgabe bei bestimmten Grenzwerten läßt sich das Gerät erweitern, ohne daß zusätzlich Elektroden benötigt werden. Die Grenzwerte sind jederzeit beliebig an einem elektronischen Regler im Gerät einstellbar. Die normale Meßgenauigkeit ist 2%, für Sonderfälle etwa 1%/100.

ELRU-Information 75

Frequenz-Relais mit Bandfilter-Charakteristik

Frequenz-Relais mit Bandfilter-Charakteristik werden beispielsweise als selektive Empfangsglieder bei der gleichzeitigen Übertragung mehrerer Signale in nur einem Übertragungskanal benutzt. Das Bandfilter-Frequenzrelais von *Hartmann & Braun* ist als Steckereinheit mit Oktal-Sockel (70 x 30 x 30 mm, 0,2 kg) ausgebildet und arbeitet infolge seiner verhältnismäßig großen Masse lageunabhängig. Das luftdicht abgeschlossene System besteht aus zwei auf die Nennfrequenz abgestimmten Zungen, die über die gemeinsame Befestigung miteinander gekoppelt sind. Die Ansprechcharakteristik zeigt ausgesprochene Bandfiltereigenschaften, d. h. große Flankensteilheit bei definierter Bandbreite. Die Relais sind auf $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ auf die Nennfrequenz abgeglichen und haben je °C Temperaturänderung etwa $0,2 \cdot 10^{-4}$ Temperaturfehler. Die relative Ansprechbandbreite ist im Mittel etwa 0,75% (bezogen auf die jeweilige Nennfrequenz) und durch die Kopplung fest eingestellt. Als Erregerleistung sind 3...40 mVA zugelassen. Innerhalb dieser Grenzwerte schwankt die Ansprechbandbreite zwischen 0,5 und 1%. Die Einschwingzeit bei 10 mVA Erregerleistung ist 30...60 Perioden der Nennfrequenz. Die Erregerwicklung ist wahlweise mit 50 oder 1000 Ω Impedanz (bezogen auf 800 Hz) lieferbar. Bei Erreichen einer gewissen Amplitude der Schwingung erfolgt intermittierende Kontaktgabe. Ein zusätzliches Nachschaltrelais wandelt das Schließen des eigentlichen Signalstromkreises.



H & B - Resonator zum Erzeugen von Tonfrequenzen hoher Genauigkeit ($\pm 0,5 \cdot 10^{-3}$)

Zum Erzeugen von Tonfrequenzen hoher Genauigkeit lassen sich diesem Relais im Aufbau ähnliche Resonatoren verwenden. Bei ihnen schwingt jedoch auch die zweite Zunge innerhalb einer Spule und liefert damit die Rückkopplungsspannung zum Steuern eines Röhrenoszillators. Resonatoren sind für Nennfrequenzen zwischen 200 und 1000 Hz $\pm 0,5 \cdot 10^{-3}$ (Temperaturabhängigkeit $0,2 \cdot 10^{-4}$ je °C Temperaturänderung, Einschwingzeit 2...3 s) lieferbar.

ELRU-Information 76

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Edwin Welte †

Am 4. Januar 1958 starb im 82. Lebensjahr E. Welte, der der Weltöffentlichkeit als Erfinder der „Welte-Mignon“-Reproduktionsapparate und der Lichtton-Orgel bekannt geworden ist. Die in seinem Archiv lagernden Papierrollen mit Original-Klavieraufnahmen großer Komponisten und Pianisten der Jahrhundertwende wurden im Herbst 1956 als „Musikalische Dokumente“ der Öffentlichkeit auf Schallplatten wieder zugänglich gemacht.

Dr. Theodor Boveri 65 Jahre

Am 27. November 1957 vollendete Dr.-Ing. e. h. Dipl.-Ing. Th. Boveri, Vorsitzender des Aufsichtsrats der *Brown, Boveri & Cie. AG*, Mannheim, sein 65. Lebensjahr.

Direktor Kurt Nowack 50 Jahre

Am 19. Januar 1958 beging der im letzten Jahr zum Generalbevollmächtigten der *Telefunken GmbH* ernannte Leiter des Geschäftsbereiches Geräte, K. Nowack, seinen 50. Geburtstag. Er ist seit 1929 bei *Telefunken* tätig. 1953 wurde ihm der gesamte Rundfunk- und Fernsehvertrieb unterstellt, und seit 1955 ist er Bereichsleiter für alle Fragen von Rundfunk und Fernsehen sowie Abspiel- und Tonbandgeräten.

Dr.-Ing. Karl Brinkmann a. o. Professor

Der niedersächsische Kultusminister hat Dr.-Ing. K. Brinkmann, seit 1954 Mitglied der Direktion des *Kabelwerks Vohwinkel*, zum a. o. Professor der TH Braunschweig ernannt. Brinkmann leitete bereits von 1945 bis 1949 vertretungsweise das Hochspannungsinstitut der TH Braunschweig und habilitierte 1952.

Dr. Friedrich Förster

Anlässlich des 2. Metallurgischen Weltkongresses in Chicago im November 1957 wurde Herrn Dr. F. Förster, Reutlingen, der auch in den USA durch seine elektronischen Entwicklungen zur Automatisierung von Meß- und Prüfprozessen bekannt geworden ist, durch die *Society for Non-destructive Testing* die hohe wissenschaftlich-technische Auszeichnung

„Alfred-Victor-DeForest-Ward“ verliehen, in Würdigung seiner hervorragenden Beiträge in den verschiedenen Gebieten der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, besonders für die von ihm geschaffenen theoretischen und experimentellen Grundlagen der elektromagnetischen Prüfverfahren.

Europäischer Literaturpreis

Der Europäische Literaturpreis „Cortina Ulisse“ wird jährlich einem Buchwerk zugesprochen, das der Vertiefung der Beziehungen zwischen den europäischen Völkern auf einem bestimmten von Jahr zu Jahr wechselnden Wissensgebiet dient. Der Preis für 1957 wurde am 12. Januar 1958 den beiden Berliner Journalisten Gerhard Löwenthal und Joseph Hausen für ihr Buch „Wir werden durch Atome leben“ verliehen, das einen wesentlichen europäischen Beitrag zur Förderung des Wissens und der Forschung auf dem Gebiet der Kernenergie leistet. Dr. J. Hausen, seit Anfang dieses Jahres Leiter der Berliner Gruppe der *Technisch-Literarischen Gesellschaft e. V. (Teli)*, ist unseren Lesern als Mitarbeiter am Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker bekannt.

Hamburger Arbeitskreis Regelungstechnik VDI/VDE gegründet

Am 5. 12. 1957 wurde der Hamburger *Arbeitskreis Regelungstechnik VDI/VDE* gegründet. Zum Leiter wurde Dr.-Ing. P. Thiessen, Dozent an der *Ingenieurschule Hamburg*, gewählt. Weitere Mitglieder der Leitung sind J. v. Bismarck (*Honeywell*) und A. Haidekker (*Valvo*).

Aufsichtsratsitzung der AEG

Am 20. Februar 1958 findet in Frankfurt a. M. die Sitzung des Aufsichtsrats zur Feststellung der Abschlüsse für das Jahr 1956/57 statt. Im abgelaufenen Geschäftsjahr konnte die *AEG* bei einem Jahresumsatz von rund 1200 Millionen DM (ohne Tochtergesellschaften) eine Umsatzsteigerung gegenüber dem Vorjahr von rund 13 % erzielen. Der Exportanteil liegt wiederum bei etwa 18 %. Die Belegschaft erhöhte sich um 7 % auf 55 400 Betriebsangehörige.

Atomvertrag Siemens — Westinghouse

Die deutschen *Siemens*-Firmen haben mit den amerikanischen *Westinghouse*-Firmen einen Vertrag abgeschlossen, der von großer Bedeutung für die deutsche Atomwirtschaft ist. Der schon 1924 begonnene und nach dem Kriege im Jahre 1954 wiederaufgenommene Erfahrungsaustausch auf breiten Gebieten der Elektrotechnik wird durch diesen Vertrag nunmehr auch auf die friedliche Anwendung der Atomenergie ausgedehnt.

Internationale



Ausstellung

16. – 25. APRIL 1958 LONDON, ENGLAND

Instrumente, Elektronik und Automation

Sie sind freundlichst zum Besuch der Instrumenten-, Elektronik- und Automations-Ausstellung 1958 eingeladen

ÜBER 250 BRITISCHE ERZEUGER werden die umfangreichste Auswahl des Neuesten vorführen

ÜBER 100 ÜBERSEE-AUSSTELLER werden ihre Erzeugnisse auf dem sich rasch entwickelnden Gebiet der Instrumente, Elektronik und Automation zeigen. Merken Sie sich das Datum **JETZT SCHON** vor

I. E. A. — Die Ausstellung, deren Besuch kein fortschrittlicher Industrieller versäumen darf

Betreffs näherer Einzelheiten wenden Sie sich bitte an die nächstegelegene Britische Gesandtschaft bzw. Konsulat oder direkt an:

INDUSTRIAL EXHIBITIONS LIMITED, 9 Argyll Street, London W1, England

Stroboskop mit hoher Blitzfrequenz¹⁾

DK (621.385.38+621.314.7) : 531.789.1.087.252

Für die Untersuchung des Verhaltens neuzeitlicher, schnellaufender Turbinen oder anderer mit hoher Geschwindigkeit verlaufender periodischer Vorgänge wurde von den Laboratorien der amerikanischen *Ford Motor Co.* ein Lichtblitzstroboskop entwickelt, mit dem man die Torsion von mit 60000 U/min umlaufenden Turbinenwellen messen kann.

Die Lichtquelle ist eine Krypton-Hochdrucklampe. Mit Hilfe einer Steuerung gelang es, die Entladungslampe intensive und nur eine Mikrosekunde dauernde Blitze, deren Folgefrequenz zwischen 50 und 1000 Hz wählbar ist, aussenden zu lassen. Dazu benötigt man synchronisierende Impulse der gewünschten Frequenz, aus denen eine Steuerschaltung dann die Entladungsstöße für die Blitzlampe bildet.

Bild 1 zeigt die grundsätzliche Anordnung zur Messung der Torsion einer Welle mittels des Stroboskops sowie die Gewinnung der Steuerimpulse. Die beiden Enden der zu untersuchenden Welle sind in voneinander unabhängigen Backen eingespannt, von denen die eine mit der gewünschten

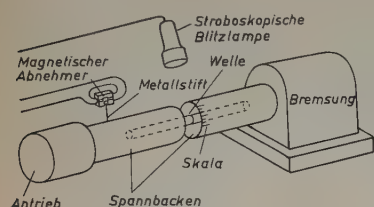


Bild 1. Die die Blitzlampe des Stroboskops steuernden Impulse werden bei Torsionsmessungen an umlaufenden Wellen durch einen magnetischen Abnehmer erzeugt

Geschwindigkeit angetrieben und die andere mit einer vorgegebenen Kraft gebremst wird. Ihre gegenseitige Verdrehung, also die Torsion der Welle, wird gemessen. Ein auf dem Umfang der angetriebenen Spannbacke angebrachter Metallstift läuft bei jeder Umdrehung an einem magnetischen Abnehmer vorbei und induziert in seiner Spule bei jedem Vorbeigang einen Spannungsimpuls von etwa 1 V, der in der Steuerschaltung nach Bild 2 zu einem positiven Impuls mit einer Spitzenspannung von 250 V, einer Dauer von 1 μ s und einer vorderen Flankensteilheit von 600 V/ μ s umgewandelt wird. Der Impuls steuert die Blitzlampe, die eine Skala auf der anderen, gebremsten Backe beleuchtet. An dieser Skala kann der Verdrehungswinkel der gebremsten gegen die angetriebene Backe abgelesen werden.

Im Bild 2 ist die Schaltung dargestellt, die die Steuerimpulse verstärkt und so umwandelt, daß sie zur Steuerung des die Blitzlampe schaltenden Thyratrons ausreichen. Das Thyatron wird 0,2 μ s nach dem Beginn des

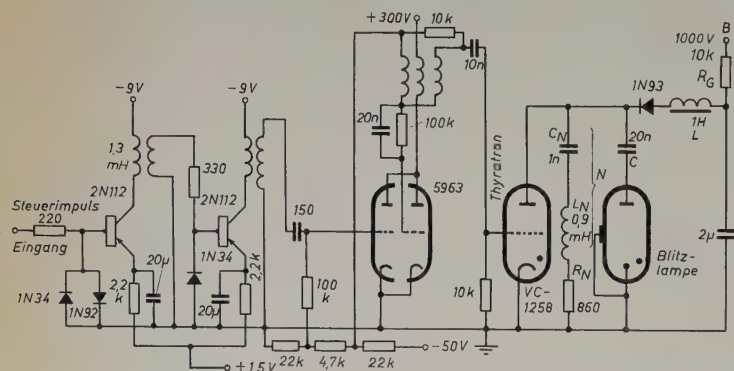


Bild 2. Die Steuerimpulse werden verstärkt und steuern ein Thyatron, das als Schalter für die Blitzlampe arbeitet und den Kondensator C durch die Blitzlampe entlädt

Steuerimpulses gezündet, die Entladung der Blitzlampe setzt 1 μ s nach dem Zünden des Thyatrons ein. Die zeitliche Verzögerung zwischen dem Anfang des Steuerimpulses und der Blitzlampenentladung soll sehr konstant sein, wodurch eine hohe Meßgenauigkeit des Stroboskops gewährleistet ist.

Die Wirkungsweise des Thyatrons als Schalter für die Blitzlampe zeigt Bild 3 an Hand des zeitlichen Spannungsverlaufes an der Anode des Thyatrons. Solange das Thyatron nicht gezündet hat, werden der Kondensator

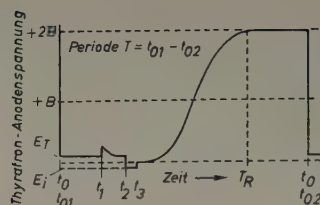
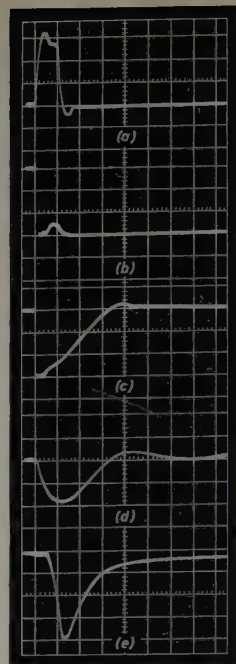


Bild 3. Der schematische Verlauf der Anodenspannung am Thyatron während einer Periode (Periodendauer $T = t_{01} - t_{02}$)

Bild 4. Der zeitliche Verlauf von Vorgängen an 4 Stellen des Stroboskops: Steuerimpulse am Eingang (a), Anodenspannung am Thyatron (b) und (c), Strom durch die Verzögerungsleitung N (d) und Blitzintensität der Stroboskop-Lampe (e)



C und die aus Kapazität C_N und Selbstinduktion L_N bestehende Verzögerungsleitung N aus der Spannungsquelle B über eine Kristalldiode aufgeladen. Sobald der Steuerimpuls am Gitter des Thyatrons erscheint, zündet es im Zeitpunkt t_0 , und sein Anodenpotential sinkt auf den geringen Wert E_T ab. Der aufgeladene Kondensator C liegt jetzt praktisch parallel zur Blitzlampe, die nach einer durch die Lampeneigenschaften bedingten Verzögerung im Zeitpunkt t_1 zündet und aufleuchtet. Die Entladung von C durch die Blitzlampe ist nach etwa 1 μ s beendet. Im Augenblick t_2 erzeugt die Verzögerungsleitung zusammen mit R_N eine — negative — Gegenspannung E_i , die durch Reflexion des Entladungsimpulses an dieser Leitung entsteht. Die Zeitspanne von t_0 bis t_2 hängt von der Dimensionierung der Verzögerungsleitung N ab und ist mit den Werten aus Bild 2 ungefähr 3 μ s lang.

Die Gegenspannung E_i ist von t_2 bis t_3 vorhanden; sie unterstützt die Entionisierung des Thyatrons und verhindert sein vorzeitiges Wiederaufladen bei der nun folgenden Aufladung von C, die nach annähernd 1 ms im Zeitpunkt T_R beendet ist. Je länger die Zeit $t_3 - t_2$ ist, um so schneller darf die Anodenspannung am Thyatron ansteigen, ohne daß Zündung eintritt, um so größer läßt sich also auch die Blitzfrequenz machen. Da der Ladekreis ungefähr auf Resonanz abgestimmt ist, lädt sich der Kondensator C auf nahezu die doppelte Spannung der Quelle B auf. Infolge der Sperrwirkung der Kristalldiode bleibt die Spannung 2B am Kondensator C erhalten, bis am Gitter des Thyatrons der nächste Steuerimpuls eintrifft und das Thyatron im Moment t_{02} wieder zündet. Die Periode dauert also von t_{01} bis t_{02} .

Die Arbeitsweise der Schaltung nach Bild 2 veranschaulichen die Kurven im Bild 4. Sie wurden während des Betriebes des Stroboskops mit einer Frequenz von 500 Blitzen/s gewonnen und geben den Steuerimpuls am Eingang der Schaltung (a), die Spannung an der Anode des Thyatrons (b und c), den Strom durch die Verzögerungsleitung N (d) sowie den Intensitätsverlauf des Lichtblitzes (e) wieder. Der Zeitmaßstab ist für alle Kurven, mit Ausnahme der Kurve c, 1 μ s je Teilung, für Kurve c dagegen 100 μ s je Teilung. Man erkennt, daß zwischen dem Anfang des Steuerimpulses (a) und der Zündung des Thyatrons (b) praktisch keine Zeit vergeht und der Lichtblitz etwa 1 μ s später bereits seine maximale Intensität erreicht hat.

Fgs.

Fernsehen aus dem Flugzeug²⁾

DK 621.397.5:629.135

Vor einiger Zeit wurden auch in England gutgelungene Versuche über Bodenbeobachtung mittels Fernsehen von *Bristol Aircraft* und *Pye Ltd.* durchgeführt. Ein *Bristol „Sycamore“* Helikopter war mit einer kompletten *Pye*-Miniaturfernsehanlage, wie man sie auch für industrielles Fernsehen verwendet, ausgerüstet, und die damit gemachten Bodenaufnahmen wurden über den Flugzeug-Fernsehsender auf mehrere Fernsehgeräte übertragen. Kamera und Sender wurden aus der 24-V.-Batterie des Helikopters gespeist, die Abstrahlung erfolgte über eine Spezialantenne, die Interferenzen beziehungsweise Modulation des Bild- und Toninhalts durch die Flügel ausschaltet. Die Reichweite des Senders war etwa 10 km, jedoch ist man daran, ein neues, nur unwesentlich schwereres Gerät für 150 km Reichweite zu entwickeln.

R. Hübner

¹⁾ nach Patraiko, J.: Transistorized strobe measures shaft torque. Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 6, S. 147

²⁾ Electronics evolution. missiles and rockets Bd. 2 (1957) Nr. 7, S. 121

Die Erforschung von Halbleitermaterialien ist durch die Entwicklung der Transistoren sehr stark intensiviert worden. Dabei wurden erhebliche Fortschritte sowohl in bezug auf das Verständnis der fundamentalen Wirkungsweise des Leitungsmechanismus in Halbleitern als auch auf die praktische Anwendung gemacht.

Bis heute sind es vor allem die Elemente Germanium (Ge) und Silizium (Si), die für Transistoren und artverwandte Bauelemente benutzt werden. Es ist aber möglich, daß in naher Zukunft auch intermetallische Verbindungen aus zwei, drei und noch mehr Stoffen sowie organische Halbleitermaterialien zunehmende Bedeutung erlangen werden. Da aber die Grundlagenforschung noch nicht abgeschlossen ist und erst neue Fabrikationsmethoden entwickelt werden müssen, wird bis zur Einführung in die Praxis noch einige Zeit vergehen.

Für Transistoren und ähnliche Bauelemente ist die niedrige Arbeitstemperatur des Germaniums nachteilig. Wohl verhält sich Silizium in dieser Beziehung günstiger, doch ist die höhere Trägerbeweglichkeit im Germanium der Grund für die vorläufig noch bevorzugte Anwendung dieses Stoffes. Bei der systematischen Untersuchung von Halbleiterverbindungen fand man heraus, daß es Stoffe gibt, wie beispielsweise InP oder GaAs oder AlSb, die die „guten“ Eigenschaften von Germanium und Silizium in sich vereinigen. Gerade Verbindungen der Elemente der dritten und fünften Gruppe des periodischen Systems haben teilweise extrem niedrige Energieschwellen zwischen den Bändern und damit eine hohe Elektronenbeweglichkeit (bei InSb beispielsweise 0,16 eV und 75000 cm²/Vs). Andere wiederum, beispielsweise AlSb, haben eine sehr hohe Energieschwelle (1,6 eV). Man kann mit solchen Stoffen Halbleiterbauelemente für einen Temperaturbereich von -185°C...+500°C bauen.

Außer den Zweistoffverbindungen gibt es auch Dreistoffverbindungen, wie AgInTe₃ und Legierungen von Zweistoffverbindungen wie GaSb mit AlSb, InP und InAs, und auch organische Halbleiter, die sehr günstige Eigenschaften aufweisen.

Der Photoeffekt hat erhöhte Bedeutung gewonnen, nachdem man „Sonnenbatterien“ mit einem Wirkungsgrad von 10% bauen kann. Man benutzt dabei Silizium-pn-Verbindungen. Außerdem sind für solche Zwecke aber auch CdTe, InP, GaAs und AlSb geeignet. Der Wirkungsgrad hängt sehr stark von der Oberflächenbeschaffenheit der einzelnen Zellen, der Wellenlänge der Strahlung und von atmosphärischen Bedingungen ab, so daß man bei verschiedenen Bedingungen verschiedene Stoffe anwenden wird.

Anwendungen des Hall-Effekts sind durch neuere deutsche Arbeiten auch bei uns gut bekanntgeworden. Dazu wird beispielsweise InSb benutzt. Der Hall-Effekt dient unter anderem zur Ausmessung magnetischer Felder. Ferner besteht die Möglichkeit, durch magnetische Felder veränderbare kontaktlose Widerstände zu bauen. Die Umwandlung niedriger Gleichspannungen und der Bau von Verstärkern mit sehr niedrigem Rauschpegel sind weitere Anwendungen.

Bereits seit einiger Zeit gibt es Widerstände mit wahlweise negativem oder positivem Temperaturkoeffizienten. Die Halbleiterverbindungen InSb und InAs bieten dabei einige Vorteile gegenüber oxydischen Widerstandsmaterialien. Beispielsweise kann man damit Widerstände mit einem Temperaturkoeffizienten von fast 4%/°C bauen. Mit anderen Materialien, zum Beispiel mit PbSe, erreicht man einen positiven Temperaturkoeffizienten, wobei der Widerstand mit der dritten Potenz der Temperatur anwächst. Auch die praktische Anwendung der Widerstandsänderung im Übergangsgebiet zwischen verschiedenen Phasen ist in greifbare Nähe gerückt. Es lassen sich so sehr hohe Temperaturkoeffizienten in einem ganz kleinen Temperaturbereich erreichen. Solche Materialien sind in der einen Phase Isolatoren und in der anderen Leiter, was man benutzen kann, um kontaktlose Schalter für niedrige Schaltfrequenzen herzustellen.

Besonders interessante Ergebnisse sind mit neuen thermoelektrischen Materialien zu erwarten. Bei den bisher benutzten Thermoelementen ist der Wirkungsgrad sehr klein (unter 1%). Inzwischen wurden intermetallische Elemente entwickelt, die einen Wirkungsgrad von 7% haben. Aus Rußland ist eine Anordnung bekanntgeworden, die mit einer Petroleumlampe als Heizquelle drei Watt thermoelektrische Energie liefert.

Ganz neue Möglichkeiten eröffnen Materialien mit hohem Wirkungsgrad beim Peltier-Effekt. Schickt man einen Strom in geeigneter Richtung durch die Verbindung zweier verschiedener Metalle, so ergibt sich eine Abkühlung. Dieser Effekt ist für die Erzeugung niedriger Temperaturen mit einfachsten Mitteln außerordentlich wichtig. Erst in den letzten Jahren gelang es mit geeigneten Materialien, größere Temperaturgefälle zu erreichen, beispielsweise mit Wismut-Legierungen ein Temperaturgefälle von etwa 10°C. Mit intermetallischen Verbindungen wie ZnSb, CdSb und anderen auf der einen und mit Wismut-Tellurit auf der anderen Seite erreichte man ein Temperaturgefälle von etwa 25°C. Mit weiteren Materialien ließen sich sogar Gefälle bis zu 50°C erreichen. Eine im *Battelle-Institut* entwickelte Kühleinheit erzeugte eine Temperaturdifferenz von etwa 50°C zwischen der inneren Kammer und der äußeren Umhüllung

³⁾ Willardson, R. K.: New semiconductor materials. Battelle techn. Rev. Bd. 6 (1957) Nr. 8, S. 8-14

Berkeley Elektronische Zählgeräte

von Beckman Instruments

Ein Begriff für Genauigkeit
und Zuverlässigkeit

Jetzt auch
bis 10 MHz und 0,3 µs
Auflösevermögen 0.1µs

Außerdem lieferbar:
Meßgeräte für Kernstrahlung



1 MHz - Universalzähler

Vertrieb und Kundendienst
in der Deutschen Bundesrepublik:



GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH
FRANKFURT/MAIN · GRAFSTRASSE 97
TOCHTERGESELLSCHAFT DER HARTMANN & BRAUN AG

BECKMAN INSTRUMENTS GMBH
MÜNCHEN 45 · Ein Zweigwerk der Beckman
Instruments Inc., Fullerton - Kalifornien

und verbrauchte hierzu eine elektrische Leistung von 20 W. Mit nur 4 W wurde eine Temperaturdifferenz von etwa 30°C erzielt. Das Hauptproblem ist dabei, die thermische Leitfähigkeit des Bi_2Te_3 zu verringern. Wenn das gelingt, sind Kühlmaschinen und Klimaanlage, die den Peltier-Effekt benutzen, den derzeitigen Systemen weit überlegen. *hle.*

NEUE BÜCHER

Einführung in die Methode der Programmierung kaufmännischer und wissenschaftlicher Probleme für elektronische Rechenanlagen

I. Teil: Die Logik des Programmierens

Von B. Thüring. Baden-Baden 1957, Robert Göller Verlag. 217 S. m. 100 B. 19×25 cm. Preis in Ganzl. geb. 45,— DM.

Der Ingenieur unserer Tage steht vielfach der Benutzung elektronischer Rechenanlagen als einem Hilfsmittel zur Bearbeitung seiner Probleme noch innerlich ablehnend gegenüber, da er fälschlicherweise das Programmieren als eine Art okkulten Wissenschaft ansieht und glaubt, daß dieser Teil seiner Arbeit nur von Mathematikern ausführbar ist. Das vorliegende Werk ist in besonderem Maße geeignet, dem Ingenieur diese Scheu zu nehmen, denn der Verfasser hat es verstanden, dem Leser klarzumachen, daß viel weniger mathematische Kenntnisse als die Fähigkeit zum logischen Denken und eine gewisse Freude an der Bearbeitung solcher Probleme und Aufgaben erforderlich sind. Da der Vorgang des Programmierens unabhängig von den Eigenschaften spezieller Rechenanlagen dargestellt wird, haben die Ausführungen Allgemeingültigkeit. Dem einleitenden Kapitel über Zahlensysteme folgt das Hauptkapitel über Programme mit systematischen Darlegungen über Ablaufdiagramme und sogenannte algorithmische Darstellungen. Dem Kapitel über wissenschaftliche Rechenpläne, z. B. Lösung einer algebraischen Gleichung 4. Grades, Berechnung eines skalaren Produktes, das Cholesky-Verfahren zur Auflösung linearer Gleichungssysteme mit symmetrischer Matrix, folgt ein Schlußkapitel mit grundsätzlichen Ausführungen zum Problem der „Eingabe“ und „Ausgabe“ sowie zu den Methoden der Sortierung von „Informations-Einheiten“. Wenngleich das Buch vorzugsweise kaufmännische Probleme behandelt, so sollte doch auch der Ingenieur es mit Interesse und Sorgfalt lesen, denn es macht ihm das Grundsätzliche klar und gibt ihm damit alle Voraussetzungen zum Programmieren seiner eigenen Aufgaben und Probleme. *—th*

Präzisionsmessungen von Kapazitäten, Induktivitäten und Zeitkonstanten. Band 1 Präzisionsmessungen von Kapazitäten, dielektrischen Verlusten und Dielektrizitätskonstanten

Von E. Blechschmidt. 2., neu bearbeitete Aufl., Braunschweig 1956, Friedr. Vieweg & Sohn. 166 S. m. 84 B. Preis kart. 11,80 DM.

Für Physiker, Ingenieure und Techniker ist diese gut ausgewählte Zusammenstellung gebräuchlicher Präzisionsmeßverfahren bestimmt, wobei besonderer Wert auf die Beschreibung dieser Meßverfahren mit allen experimentellen Einzelheiten gelegt wird. Die zur Planung und Auswertung von Messungen notwendigen theoretischen Voraussetzungen sind in einem einleitenden Kapitel vorangestellt, dem sich Ausführungen über Kapazitätsnormale anschließen. Der Hauptteil des Buches ist der Meßtechnik gewidmet und behandelt neben den unmittelbaren vor allem die mittelbaren Meßmethoden (u. a. Brückenmethoden und -schaltungen, C-Messungen bei HF mit Resonanzbrücken und im Schwingkreis) sowie die Messung von Dielektrizitätskonstanten an festen Körpern, Flüssigkeiten und Gasen. Das ausführliche Schrifttumverzeichnis (19 Seiten) ist eine willkommene Ergänzung des Textes, die das Auffinden der grundlegenden Originalarbeiten über viele Meßmethoden erleichtert. *Rö.*

Electronics in Industry

Von G. M. Chute. 2. Aufl., New York — Toronto — London 1956, McGraw-Hill Book Company, Inc. 431 S. m. 345 B. Preis in Ganzl. geb. £ 2 16 s. 16 d. (7,50 \$).

An den in der Industrie tätigen Ingenieure und Techniker, der täglich mit elektronischen Anlagen in Berührung kommt, wendet sich dieses ausgezeichnete Buch und gibt diesem Leserkreis eine gut verständliche Einführung in die Grundlagen der industriellen Elektronik und deren mannigfachen Anwendungen. Durch Verzicht auf alle nicht unbedingt zum Thema gehörenden Anwendungen war es möglich, die industrielle Seite der modernen Elektronik ausführlich zu behandeln. Bemerkenswert ist, daß der Verfasser bei der Darstellung der Wirkungsweise von Bauelementen stets auch schon auf praktische Anwendung hinweist und damit eine enge Verbindung zwischen Theorie und Praxis schafft. Das Buch gibt einen umfassenden Überblick über das Gesamtgebiet und hat erfreulicherweise auch den im Rahmen der Automatisierung so wichtigen Synchros ein eigenes Kapitel gewidmet. Übungsaufgaben mit Lösungen machen dieses Buch auch zum Selbststudium besonders geeignet. *—th*



GOSSSEN Transistor-Tester

Ein handliches Gerät zur schnellen Prüfung von Flächen-transistoren bis 100 mW Verlustleistung.

Prüfung der wichtigsten Transistor-Kenndaten. Stromverstärkung Beta und Collector-Reststrom I'_{co} in Emitterschaltung.

Meßbereiche
Stromverstärkung Beta 0 ... 100
und 0 ... 200
Collector-Reststrom I'_{co} 0 ... 1000 µA

Zur Prüfung von Leistungstransistoren bis 15 Watt **Gossen-Leistungstransistor-Tester.**

GOSSSEN

P. GOSSSEN & CO.

GMBH · ERLANGEN · ELEKTRISCHE MESSGERÄTE

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.

ELRU - Informationen



ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70
71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90
91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110

Seite..... Firma.....

Erzeugnis.....

Seite..... Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

2
1958

AEG

Großer Schwenkspulregler

Dieser Regler (Druckschrift, Bkg 57 440") ist ein PI-Regler, der zu einem PID-Regler erweitert werden kann, mit einstellbarem P-, I- und D-Verhalten.

ELRU-Information 77

BBC

Regelung mit Magnetverstärkern

Über Magnetverstärker und deren Einsatz zur Lösung industrieller Regelprobleme unterrichtet auf 18 Seiten (DIN A 4) die Informationsschrift „Ind 4047/8“.

ELRU-Information 78

Deac

Datenblätter

Neu überarbeitet und erweitert liegen jetzt die Datenblätter Nr. 86 für Knopfzellen und Nr. 87 für prismatische Zellen vor.

ELRU-Information 79

Elektro Spezial

Neue Preisliste

Es erschien die Preisliste EMA 3 „Elektronische Geräte zur Messung elektrischer Größen“.

ELRU-Information 80

Elesta

Relaisröhren

Über Elesta-Relaisröhren und ihre Anwendung unterrichtet die Informationsschrift Nr. 17. 16. 04 D.

ELRU-Information 81

Hewlett Packard

Journal Nr. 3-4/57

Diese kürzlich erschienene Ausgabe der Hauszeitschrift enthält interessante Ausführungen über eine verbesserte Methode zum Messen der Verluste an kurzen Hohlleitern.

ELRU-Information 82

Kent

Multelec-Schreiber

Der als selbstabgleichender Kompensator ausgebildete Schreiber ist in Verbindung mit entsprechenden Gebern ein äußerst genaues und robustes Gerät zum Messen von Temperaturen, pH-Werten, CO₂, SO₂ und O₂-Werten, elektrolytischen Leitfähigkeiten sowie von Konzentrationen von H₂SO₄ und Ölen.

ELRU-Information 83

Nordmende

Universal-Oszillograf „UO 963“

Dieser neue Fernseh-Oszillograf hat so kleine Abmessungen, daß

er in einer größeren Aktentasche Platz findet. Technische Daten: 7-cm-Röhre mit Planschirm; Y-Verstärker: 0...5 MHz, Ablenkfaktor 20 mVss/cm; 5stufiger Abschwächer; X-Verstärker: 1 Hz bis 1,5 MHz, Ablenkfaktor 800 mVss/cm; Sägezahn-generator: 10 Hz...600 kHz in 9 Stufen, Zeitliniendeckung 4fach; Tastkopf 1:1 und 10:1.

ELRU-Information 84

Novotechnik

Technische Mitteilungen

Die Ausgabe vom 10. Dezember 1957 unterrichtet u. a. über neue Weggeber für die Übertragung translatorischer Bewegungen, Satzpotentiometer zur Verwendung in Analogrechnern, Multiplikatoren und als Vielfachgeber, Potentiometer mit Vielfach-Anzapfungen sowie über die 3-W-Stelleinheit „Hbbs-1344“, bei der die Abtriebswelle 50mal schneller dreht als das Rückführpotentiometer.

ELRU-Information 85

N. S. F.

Blaue Mappe

Als Ergänzung erschien jetzt die Liste Nr. 27 „Keramische HDK-Kondensatoren“ (s = 4000) sowie die Liste „Schiebetasten“ (Allgemeine Daten, Einbaumaße).

ELRU-Information 86

Pergamon Press

Electrical Engineering USSR

Die neue Zeitschrift bringt englische Übersetzungen der wichtigsten Arbeiten der führenden russischen Zeitschrift Elektrichestvo. Preis für Band 1-4 (1957) £ 20, Einzelband £ 6.

ELRU-Information 87

W. Sonnenkalb

Gleichstrom-Miniatur-Relais

Dieses Relais zeichnet sich durch besonders kleine Abmessungen aus (Länge: 21 mm, Breite: 10 mm, Höhe ohne (mit) Federstanz: 8 (14) mm; Gewicht 8 g). Das Relais ist für Spannungen von 3...30 V (Ansprechleistung 90 mW) lieferbar und für Verwendung bei Außentemperaturen von -20...+65° C geeignet.

ELRU-Information 88

Drehspul-Kleinstrelais

Die Drehspul-Kleinstrelais enthalten Meßwerke von 24 x 20 x 25 mm mit Ansprechwerten des Meßwerks (2 kΩ) von 3 μA an aufwärts. Sie sind auf einer Grundplatte von 50 mm ∅ montiert und haben Anschlußmöglichkeit durch normalen 9poligen Stiftsockel. Das Modell „A“ arbeitet ohne Kontaktverstärkung, das

2. Januarheft 1958 (Nr. 2)

Elektronik und Antriebsprobleme im Werkzeugmaschinenbau
Bildgüte-Korrektur bei Fernsehempfängern
»Zauberäuger« Eine von der Raumhelligkeit abhängige Automatikschaltung
Die Navigationsverfahren TACAN, VORTAC und der TACAN-Zusatz
„Data Link“
Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen
Dezimeterwellen-Kleinsender für das 70-cm-Band
Universal-Katodenstrahloszillograf für Fernsehservice und Laboratorium
Die Pendelrückkopplung in neuartiger Schaltung
Automatikschaltungen für die Programmvorwahl bei Magnetongeräten
So arbeitet mein Fernsehempfänger (20)

1. Februarheft 1958 (Nr. 3)

Fernsehempfänger für 500 DM?
ECC 86 • Eine neue Spannunggitter-Doppeltriode für Autoempfänger
Elektrische Messung nichtelektrischer Größen — Messung von Bewegungsgrößen
8-Röhren-6/9-Kreis-Autosuper mit KW-Konverter für das 80-m-Band
»Diwefon 15/7-57« • Hi-Fi-Zweikanal-Verstärker nach dem PPP-Prinzip
Elektronische Regelung von Heizungsanlagen
Der UKW- und Fernsehsender Säntis
Ein interessanter Ausgangsspannungsteiler
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhren (19)
*
FT-Kurznachrichten • Von Sendern und Frequenzen • Messen und Ausstellungen • Persönliches • Aus Zeitschriften und Büchern
Beilagen: Impulstechnik • Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

Modell „B“ mit permanent-magnetischer Kontaktverstärkung durch eine hinten am Meßwerk angebrachte Wippe, die seitlich zwei kleine Dauermagnete trägt, und das Modell „C“ mit elektromagnetischer Kontaktverstärkung durch zwei hinten am Meßwerk befestigte Haltespulen.

ELRU-Information 89

TeKaDe

TeKaDe-Mitteilungen Nr. 2/3

Diese neue Ausgabe bringt auf 12 Seiten u. a. technische Informationen über die Dokumenten-Prüfanlage für Bankinstitute und Postscheckämter, die UKW-Funksprechgeräte „FA 1255 FW“ und „FA 1257 BW“, die neue Sprach- und Musikübertragungsanlage mit Transistoren sowie über den 16-kHz-Gebührenanzeiger.

ELRU-Information 90

Telefunken

Die PCC 88 als Eingangsstufe im Fernsehkanalschalter

Hinweise für den Aufbau einer Eingangsstufe mit PCC 88 enthält die „Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 570724“.

ELRU-Information 91

Zubehör für Magnetrons

In Ergänzung zu den Röhrenmitteilungen Nr. 551201 und 560711 mit den Daten der Magnetrons

MG 8, MG 20 und MG 2000 gibt die „Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 570725“ Hinweise über Zubehörteile für diese Röhrentypen.

ELRU-Information 92

Die Messung der dynamischen Transistor-Kenngrößen bei Hochfrequenz

Nach Darstellung der wichtigsten aus der π -Ersatzschaltung abgeleiteten Parameter behandelt die „Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 561014“ die prinzipiellen Meßmethoden und gibt an Hand dimensionierter Schaltbilder Hinweise über die Funktion und die praktische Ausführung der Meßanordnungen.

ELRU-Information 93

Valvo

Subminiaturröhre EF 731

Diese indirekt geheizte Regelpentode ist als HF-Verstärker bis in das Dezimeterwellengebiet geeignet.

ELRU-Information 94

Spezialröhren-Brief Nr. 7

Der beschriebene Kurzwellen-Amateursender für 3,505 oder 7,01 MHz ist 4stufig und gibt bei Telegrafiebtrieb 110, bei Telefoniebtrieb etwa 70 W ab. — Der photoelektrische Schalter ist mit dem neuentwickelten Cadmiumsulfid-Photoleiter Valvo ORP 30 bestückt und wegen

seines einfachen Aufbaues beispielsweise besonders zur Überwachung von Ölfeuerungsanlagen geeignet.

ELRU-Information 95

Zweifachtriode E 180 CC

Die mit getrennten Katoden ausgeführte Zweifachtriode in Novaltechnik aus der Grünen Reihe der Valvo-Farbserie ist besonders für solche Anwendungen in der Impulstechnik, z.B. für Flip-Flop- und Torschaltungen, geeignet, in denen bei 0 V Gittervorspannung ein verhältnismäßig hoher Anodenstrom gefordert wird. Für definierten Impulsbetrieb ist jede Katode mit Spitzenströmen bis zu 200 mA belastbar. Die elektrischen Daten entsprechen weitgehend denen des amerikanischen Typs 5965. Die RETMA-Bezeichnung der E 180 CC ist 7062.

ELRU-Information 96

Subminiaturröhre EF 732

Die indirekt beheizte Subminiaturröhre ist als HF-Pentode bis ins Dezimeterwellengebiet und als NF-Pentode in RC-gekoppelten NF-Verstärkern verwendbar. Sie ersetzt in allen Fällen den nicht mehr lieferbaren Typ EF 72.

ELRU-Information 97

Stabilisatorröhren unabhängig vom Lichteinfall

Durch besondere Fertigungsmaßnahmen ist es gelungen, den Unterschied zwischen der Zünd-

spannung bei Beleuchtungsstärken von etwa 50...500 Lux und der bei völliger Dunkelheit aufzuheben. Typen: 75 C 1, 85 A 2, 90 C 1, 108 C 1 (OB 2), 150 C 2 (OA 2), 5651.

ELRU-Information 98

Stabilisatorröhre 75 C 1

Die in Miniaturtechnik ausgeführte Röhre zeichnet sich durch den besonders großen Regelbereich von 2...60 mA aus.

ELRU-Information 99

Bimetall-Relais „4152“

Unter der Typenbezeichnung „4152-02“ wird das bekannte Bimetall-Relais jetzt mit einigen Änderungen geliefert: Verbesserung der mechanischen Festigkeit des Systemaufbaues, Verkürzung der Gesamt-Baulänge um etwa 45 mm, starke Temperaturabhängigkeit, so daß es den Anheizzeiten der Röhren angepaßt ist.

ELRU-Information 100

Wisi

Hilfs- und Steuerrelais „GR 101“

Das als Rundrelais ausgeführte und für Steuerungszwecke mit häufiger Kontaktbetätigung geeignete Relais „GR 101“ kann mit max. 9 Ruhe- und Arbeitskontakten oder mit 4 Umschaltkontakten bestückt werden.

ELRU-Information 101

H. AWENDER und A. LUDLOFF

Über Transistoroszillatoren mit Quarzsteuerung

Analog zu den quarzgesteuerten Röhrenoszillatorschaltungen lassen sich quarzgesteuerte Transistoroszillatorschaltungen aufbauen. Vorliegende Arbeit befaßt sich mit der π -Glieder-Parallelresonanzschaltung und liefert nach Ableitung der Anfängungsbedingung Dimensionierungshinweise für einen derartigen quarzgesteuerten Transistoroszillator. Meßergebnisse an einigen Versuchsschaltungen (200; 500; 1500 kHz) werden mitgeteilt. Die detaillierte Schaltung eines 100-kHz-Quarzoszillators hoher Frequenzkonstanz und relativ großer Ausgangsleistung ist angegeben. Die Stabilisierungsfaktoren für eine 100-kHz-Schaltung wurden gemessen.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 84-85

DK 621.314.57:621.373.432

H. BECKER

Wechselrichter mit Thyratrons I

Es wird ein eigenregelter Wechselrichter für eine Nutzleistung von 20 W beschrieben, der an 220 V Gleichspannung arbeitet und an dessen Ausgang 220 V Wechselspannung (50 Hz) abgenommen wird. Die Heizfäden der Thyratrons werden nach Vorheizung aus dem Gleichstromnetz auf Eigenheizung umgeschaltet. Kann auf Eigenheizung verzichtet werden, dann stehen 30 W nutzbarer Ausgangsleistung zur Verfügung.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 89-93

DK 621.3.018.782:621.372.542.3

H. WITTE

Über Bildverfälschungen durch RC-Vierpole am Katodenstrahl-Oszillografen und ihre Korrektur bei niedrigen Frequenzen

Zu jeder Bildspannung läßt sich die Originalspannung, welche zur Bildbildung einen RC-Vierpol durchlief, mittels einer der beiden abgeleiteten Entzerrungsformeln rekonstruieren. Diese Methode versagt, wenn mittels zweier Originalspannungen über RC-Vierpole ein Diagramm entworfen wird. Nur bei großer Vorsicht bleiben die Bereichsgrenzen noch richtig diskutierbar, insbesondere bestenfalls noch, wenn die Diagrammfrequenz nicht unter etwa 10 Hz sinkt. Man entgeht dieser Schwierigkeit jedoch, wenn die Bildspannungen einzeln abgebildet werden. Dann kann man jede für sich entzerren und anschließend aus den korrigierten Komponenten das fehlerfreie Diagramm grafisch aufbauen.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 97-101

DK (621.317 + 621-523.8):061.3/.4

INTERKAMA 57 (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Photoelektrische Transistorsteuerung	(AEG)
Registriergerät für Wiederholungskurven	(AEG)
Statistisches Anzeigergerät	(AEG)
Verstärker für Stellantriebe kleiner Leistung	(AEG)
Elektronisches Registriergerät „DE“	(Cambridge)
Magnetband-Rekorder „5-752“	(Consolidated Electrodynamics)
Messung der Geschwindigkeit	(Drello)
Kettenverstärker „2 C“	(E.M.I.)
Analoguechner „ER. 92“	(Evershed)
Stellmotoren für Regelungseinrichtungen	(Foster Instrument)
Gleichspannungsquelle hoher Konstanz	(Gossen)
Elektronik-Präzisionsanzeiger	(Honeywell)
Kraftmeßdosen „U-1“	(Hottinger)
Wismut-Photoelemente	(Dr. B. Lange)
Meß-Potentiometer mit automatischem Abgleich	(LEGPA)

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 81-83

DK 621.385.16.001.8

W. SCHMIDT

Das Dauerstrichmagnetron Valvo 7090

Valvo 7090 ist ein Dauerstrichmagnetron mit 200 W Ausgangsleistung für 2400 MHz. Es ist vorwiegend für die Verwendung in Diathermiegeräten entwickelt worden. Aufbau und Betrieb des Magnetrons werden an Hand von Bildern beschrieben. Die technischen Daten gehen aus Tabellen und Diagrammen hervor.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 85-88

DK 621.3.083.72

H. NOTTEBOHM

Ein Analog-Digital-Umsetzer

für Strom, Spannung, Widerstand und Kapazität

Das beschriebene Gerät gestattet die Umwandlung analoger Strom-, Spannungs-, Widerstands- und Kapazitätswerte in entsprechende Digitalwerte. Die Umformung erfolgt durch Zeitverschlüsselung (time encoding) bei einer Meßgenauigkeit von 0,1% und einer Reproduziergenauigkeit von 0,01% vom Endwert. Eine Erweiterung der Meßbereiche bereitet keine prinzipiellen Schwierigkeiten. Als Anwendungsbeispiel wird eine Temperatur-Meßanordnung beschrieben.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 95-96

DK 621.373.423.032

R. MÜLLER und W. STETTER

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren III

Im vorliegenden Schluß der Aufsatzreihe werden die Bauformen von Wanderfeld-Magnetfeldröhren, Rückwärtswellen-Magnetfeldröhren und Magnetron-Oszillatoren besprochen.

Die modernen Anwendungsgebiete der HF-Technik erfordern immer höhere Frequenzen. Die theoretische Grenze der überhaupt mit Triftröhren zu erzeugenden Wellenlängen liegt bei etwa 1 mm; sie ist bisher noch nicht erreicht.

Elektronische Rundschau
Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 97-101

DK (621.317 + 621-523.8):061.3/.4

INTERKAMA 57 (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Automatische Lochkartensteuerung für Maschinen und Dosieranlagen	(Oerlikon Bührle & Co.)
Servo-Steuerkette	(Precilec)
Feuchtigkeitsmesser „PR 9650“	(Philips)
Reaktionskupplung	(Philips)
Niedervolt-Netzgerät	(Rohde & Schwarz)
„Ministron“-Kleinantriebe	(Schindler)
Differentialtransformatoren für induktive Regelung	(Schoppe & Faeser)
Selbstabgleichender Kompensator für Temperatur-Messung und -Regelung	(Schoppe & Faeser)
Elektronisches Drehzahlmeßgerät	(Siemens & Halske)
Elektronische Grenzwertmelder	(Siemens & Halske)
Vielfach-Kompensations-Meßeinrichtung	(Siemens & Halske)
Transduktor-Bauelemente	(Siemens-Schuckertwerke)
Drehfeldsysteme für die Steuerungs- und Regelungstechnik	(Sperry Gyroscope)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 3

H. AWENDER and A. LUDLOFF: Quartz Controlled Transistor Oscillators p. 75—80

Quartz controlled transistor oscillator circuits may be constructed corresponding to quartz controlled tube oscillator circuits. In the present article the π -parallel resonance circuit is discussed and hints for design of this kind of quartz controlled transistor oscillator are given after excitation conditions having been mentioned. Results of measurements on several test circuits (200, 500, 1500 kc/s) are dealt with. The detailed circuit of a 100-ke/s-quartz oscillator of high frequency stability and of relatively high output is also dealt with. Stabilisation factors of a 100-ke/s-circuit have been measured.

W. SCHMIDT: The Constant Current Magnetron Valvo 7090 p. 81—83

Valvo 7090 is a constant current magnetron for 200 W output power at 2400 Mc/s. Particularly it has been developed for the application in diathermic devices. Design and operation of the magnetron are shown by pictures. Technical data are given by tables and diagrams.

H. BECKER: Inverter with Thyratrons I p. 84—85

A self-excited inverter with 220 V dc input and 220 ac output, 50 c/s, for 20 W output is described. The filaments of the thyratrons are changed over to selfheating after being preheated by the dc supply. When self-heating is not necessary 30 W output is available.

H. NOTTEBOHM: An Analogue-Digital Converter for Current, Voltage, Resistance and Capacitance p. 85—88

The unit described renders possible the conversion of analogue values of current, voltage, resistance and capacitance. The conversion is achieved by time coding with a measuring precision at 0.01% of the final value. In principle there are no difficulties in the extension of the measuring ranges. A temperature-measuring apparatus is given as an example of application.

H. WITTKKE: Image Distortions by RC Four Terminals Networks of a Cathode Ray Oscillograph and Their Correction at Low Frequencies p. 89—93

For any video voltage the original voltage having passed RC four terminals networks can be restored by one of both formulae for the correction of distortion. This method can not be applied when a diagram is designed by two original voltages over RC four terminals networks. Only with great caution can one speak of definite boundary ranges, especially in those cases when the diagram frequency is below 10 c/s. This difficulty can, however, be overcome if the video voltages are represented separately. Each of them can be corrected and finally the diagram can be designed flawlessly for the corrected components.

A. HAIDEKKER: Some Criteria for the Reliable Operation of Transistorized Pulse Converter Circuits in Industrial Circuit Techniques p. 93—94

It is examined what kind of criteria are necessary to guarantee reliable operation of transistorized pulse converter circuits. After considering the problems of the voltage control as well as of the temperature dependence of the minimum pulse amplitude and of the thermic stability of the circuit the rise time of the produced pulses is discussed. In the final part special attention is given to design parameters, and the rapid pulse converter as well as power switching are considered.

R. MÜLLER and W. STETTER: Developmental Position and Method of Operation of Microwave Tubes III p. 95—96

In the final part of the series of articles the designs of traveling-wave magnetron type tubes, backward-wave magnetron type tubes and magnetron-oscillators are dealt with.

Modern applications of HF-techniques require higher frequencies. The theoretical boundary of the wave lengths which can be produced by drift tubes is about 1 mm; it has not been achieved.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 3

H. AWENDER et A. LUDLOFF: Oscillateurs à transistors stabilisés par quartz p. 75—80

Des oscillateurs à quartz entretenus par transistors peuvent être conçus d'une façon analogue aux montages correspondants à tubes. L'article traite du montage en π à résonance parallèle pour lequel la condition d'entretien est établie; des indications concernant la réalisation d'un oscillateur à transistor stabilisé par quartz sont données. Pour quelques montages d'essai (200, 500 et 1500 kHz), les résultats de mesure sont communiqués. L'article comporte le schéma détaillé d'un oscillateur 100 kHz de haute précision en fréquence et de puissance de sortie relativement forte, ainsi que des indications sur la mesure du facteur de stabilité.

W. SCHMIDT: Le magnétron à service continu «Valvo 7090» p. 81—83

Avec le tube «Valvo 7090» on peut obtenir, en service continu, une puissance de sortie de 200 W à 2400 MHz. Il est principalement destiné à une utilisation dans les appareils de diathermie. Conception et fonctionnement du tube sont décrits à l'aide d'illustrations; les caractéristiques techniques ressortent de tableaux et de diagrammes.

H. BECKER: Convertisseur à thyratrons I p. 84—85

Le convertisseur décrit travaille en auto-excitation et transforme une tension continue de 220 V en une tension alternative (50 Hz) également de 220 V avec une puissance de sortie de 20 W. Après préchauffement en courant continu, les filaments sont commutés sur la sortie. En conservant le chauffage en continu, on peut obtenir une puissance utile de sortie de 30 W.

H. NOTTEBOHM: Un transducteur analogue-digital pour courant, tension, résistance et capacité p. 85—88

L'appareil décrit permet la transduction de valeurs analogues de courant, tension, résistance et capacité dans des valeurs digitales correspondantes. La conversion est obtenue par chiffrage de temps (time encoding) et permet une précision de mesure de 0,1% avec une précision de reproductibilité de 0,01% de la valeur totale. Un élargissement des gammes de mesure n'offre pas, en principe, de difficultés. Une installation thermométrique est décrite en tant qu'exemple d'application.

H. WITTKKE: La déformation des signaux de basse fréquence dans les amplificateurs d'oscilloscopes et sa correction p. 89—93

A l'aide de deux formules de correction développées dans l'article, on peut reconstituer, en partant de la forme d'onde observée, celle de la tension appliquée à l'entrée d'un quadripôle R-C. Cette méthode n'est plus applicable dans le cas d'une figure obtenue par deux tensions ayant parcouru des quadripôles R-C. La discussion des limites doit alors être effectuée avec de grandes précautions; et il faut que la fréquence ne devienne pas inférieure à 10 Hz. Cette difficulté peut être évitée par une représentation séparée des tensions. Après une correction également séparée on peut alors établir graphiquement la figure exacte.

A. HAIDEKKER: Quelques critères concernant la sécurité de fonctionnement de montages industriels de générateurs d'impulsions à transistors p. 93—94

L'auteur analyse les conditions à remplir pour un fonctionnement sûr des bascules électroniques à transistors. Après avoir traité le problème de la commande par tension, les variations du seuil avec la température, et la stabilité thermique du montage, il discute de la raideur de flanc des impulsions obtenues. Le choix des éléments est commenté dans le cas des bascules à inversion rapide aussi bien que dans celui des commutateurs de puissance.

R. MÜLLER et W. STETTER: Les tubes pour micro-ondes, un aperçu sur leur fonctionnement et sur l'état actuel de leur technique — III p. 95—96

La présente fin de la série d'articles traite des formes de construction de tubes à onde progressive et à champ magnétique, de tube à onde arrière et à champ magnétique, ainsi que d'oscillateurs magnétron.

Les domaines récents d'application de la technique H.F. demandent des fréquences de plus en plus élevées. La limite théorique de la longueur d'onde qu'on peut obtenir avec des tubes à progression est de l'ordre de 1 mm; elle n'a pas encore été atteinte jusqu'à présent.